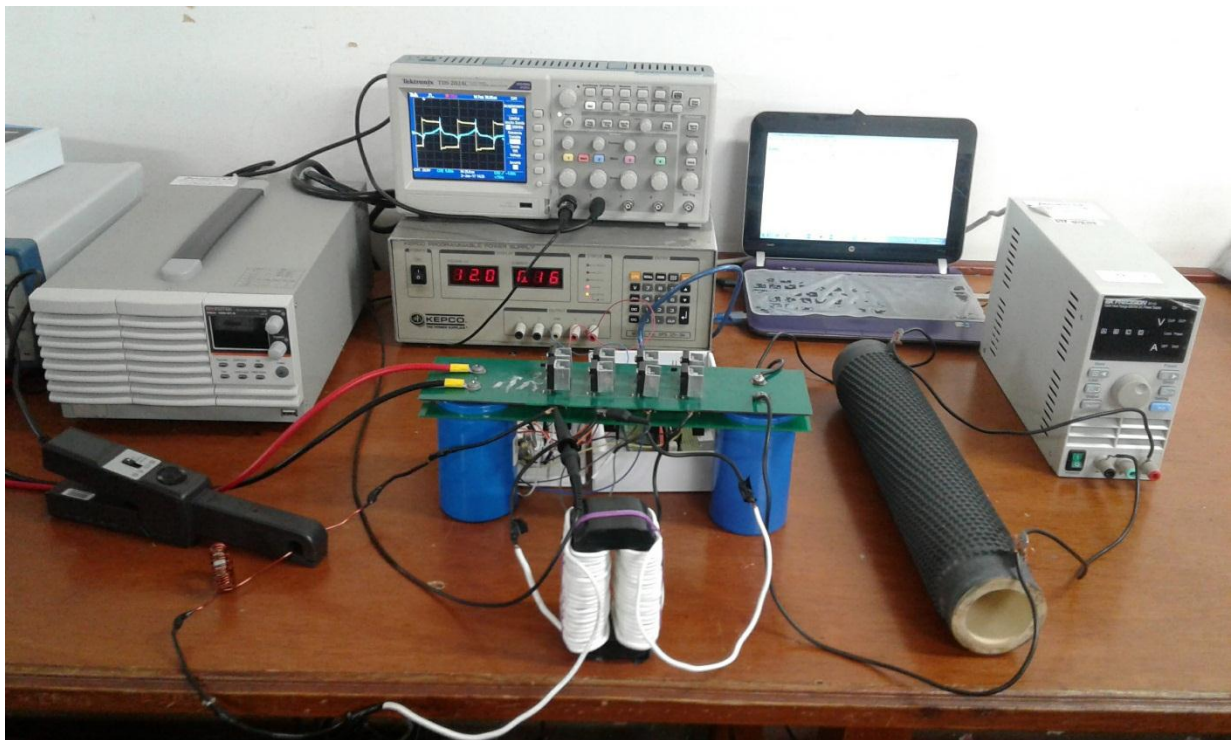


# **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC PARA UN TRANSFORMADOR INTELIGENTE**



Daniela González Agudelo

# **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC PARA UN TRANSFORMADOR INTELIGENTE**

Daniela González Agudelo

Trabajo de grado presentado como requisito  
parcial para optar al título de  
Ingeniero Electricista

Pereira, Noviembre de 2017  
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
Programa de Ingeniería Eléctrica  
Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia



# DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC PARA UN TRANSFORMADOR INTELIGENTE

© Daniela González Agudelo

Director: Andrés Escobar Mejía, Ph.D.

Pereira, Noviembre de 2017  
Programa de Ingeniería Eléctrica.  
Universidad Tecnológica de Pereira  
La Julita. Pereira (Colombia)  
TEL: (+57) (6) 3137122  
[www.utp.edu.co](http://www.utp.edu.co)  
Versión web disponible en:  
<http://recursosbiblioteca.utp.edu.co/tesis/index.html>

# Agradecimientos

Primero, quiero agradecer a Dios por permitirme culminar esta etapa de mi vida. Agradezco a mi familia, a mi madre Alba Lucia Agudelo, por su apoyo y colaboración durante todos estos años. También quiero agradecer a Jheison Alexander Restrepo Ortiz por su comprensión y respaldo en el transcurso de este proyecto. Igualmente, a los funcionarios del programa de Ingeniería Eléctrica por su disposición y ayuda cuando era necesaria. Agradecer a todas las personas que de alguna forma hicieron parte de este proceso, a todas ellas GRACIAS por recordarme que si era POSIBLE.

Principalmente, agradecer al PhD. Andrés Escobar Mejía por la guía y soporte en este trabajo. Agradezco al Ms(c). Arley Bejarano por su asistencia y colaboración.

Por último, agradezco al grupo de investigación en Electrónica de Potencia por brindarme los espacios y equipos necesarios para el desarrollo del proyecto, también al grupo de investigación de Ingeniería Electrónica, especialmente a Andrés Castillo y a la ingeniera Leidy Esperanza Pamplona por su contribución.

# Resumen

El interés por los Smartgrids ha crecido a nivel mundial debido a que proporcionan un uso eficiente de la energía y la información, por lo tanto, varias empresas del sector eléctrico han empezado a basar sus planes de expansión y modernización teniendo en cuenta este concepto. El modelo de Smartgrids permite la interacción e integración de todos los participantes en el sector eléctrico (generadores, transportadores y consumidores) [1] y a diferencia del modelo tradicional ayuda a mejorar las condiciones operativas de la red eléctrica haciéndola más eficiente, confiable y respetuosa con el medio ambiente, garantizando la prestación del servicio [2].

Los Smartgrids tienen como característica principal el flujo bidireccional de la potencia, el cual es logrado por el transformador de estado sólido o *Solid State Transformer* (SST) que es considerado una parte importante en los Smartgrids debido a que además de tener un flujo bidireccional ayuda a la integración de fuentes de energía renovables a la red de potencia y a solucionar problemas de calidad de energía, estas múltiples ventajas hacen del SST uno de los elementos más prometedores en el futuro de la red eléctrica.

El SST será proyectado como el elemento clave en los Smartgrids, por lo tanto, una adecuada operación de éste es garantizada a través de un buen diseño de sus componentes, entre sus diferentes componentes se encuentran varios convertidores de potencia como: ac-dc, dc-ac y un convertidor dc-dc denominado *Dual Active Bridge* (DAB). El DAB es utilizado para el diseño del control de flujo de potencia bidireccional y será el elemento de interés en este documento, por lo tanto, se presentará una metodología de diseño y construcción del DAB, permitiendo validar el convertidor DAB en lazo abierto.

# Contenido

|   |    |
|---|----|
| 1. Introducción.....  | 1  |
| 1.1. Planteamiento del problema .....   | 2  |
| 1.2. Justificación .....  | 3  |
| 1.3. Objetivos.....   | 4  |
| 1.3.1. Objetivo general.....  | 4  |
| 1.3.2. Objetivos específicos .....  | 4  |
| 2. Estado del Arte del DAB .....  | 5  |
| 2.1. Descripción y operación .....  | 5  |
| 2.2. Modelamiento .....   | 8  |
| 2.2.1. Modelo promediado .....  | 8  |
| 2.2.2. Modelo de pequeña señal.....   | 11 |
| 3. Transformador de Alta Frecuencia .....                                     | 12 |
| 3.1. Análisis de los componentes: núcleo y bobinas .....                      | 12 |
| 3.1.1. Materiales magnéticos para el núcleo .....                             | 12 |
| 3.1.2. Material para las bobinas .....  | 14 |
| 3.2. Metodología de diseño.....   | 16 |
| 3.2.1. Criterios de diseño en el transformador .....                          | 16 |
| 3.2.2. Diseño del transformador.....  | 19 |
| 4. Construcción del DAB .....   | 22 |
| 4.1. Dispositivos semiconductores .....                                       | 22 |
| 4.2. Procesador digital de señales (DSP) .....                                | 24 |
| 4.3. Controlador de puerta .....  | 25 |
| 4.3.1. Optoacoplador.....   | 27 |
| 4.3.2. Gate driver .....  | 28 |
| 4.3.3. Fuente de conmutación .....  | 31 |
| 4.4. Capacitores etapa dc .....   | 32 |
| 4.5. Circuito de sensado y acondicionamiento .....                            | 32 |
| 4.5.1. Sensado y acondicionamiento para la Tensión .....                      | 33 |
| 4.5.2. Sensado y acondicionamiento para la corriente.....                     | 34 |
| 4.6. Transformador .....  | 36 |
| 5. Simulaciones y Pruebas de Laboratorio .....                                | 41 |
| 6. Conclusiones.....  | 46 |
| 6.1 Trabajo futuro.....   | 47 |
| 7. Anexo 1: Metodología de Diseño de un Transformador de Alta Frecuencia..... | 48 |
| 8. Anexo 2: Tablas.....   | 53 |
| 9. Bibliografía.....  | 58 |

# Índice de figuras

|  |    |
|--|----|
| Figura 1-1. Topología general del SST. ....  | 2  |
| Figura 2-1. Esquemático del DAB. ....  | 5  |
| Figura 2-2. Formas de onda en el DAB, conmutación de los transistores (a), Tensión $v_A$ y $v_B$ (b), forma de onda de la corriente en el inductor $i_L$ (c), circuito equivalente del DAB referido al lado primario del HF-XFMR (d), corriente en el inductor para un período de conmutación (e).....                                 | 7  |
| Figura 2-3. Flujo de potencia vs $\varphi$ . ....  | 7  |
| Figura 2-4. Esquemático completo del DAB. ....   | 8  |
| Figura 2-5. Modelo promedio del DAB. ....  | 8  |
| Figura 2-6. Descomposición de la función de conmutación $S_2$ para diferentes valores de $N$ . ....  | 10 |
| Figura 3-1. Núcleo en C. ....  | 14 |
| Figura 3-2. Variación de la profundidad de piel $\epsilon$ a diferentes valores de frecuencia. ....  | 15 |
| Figura 3-3. Parámetros del transformador en función el área producto, volumen del transformador $V_t$ versus área producto $A_p$ (a), peso del transformador $W_t$ versus área producto $A_p$ (b), Área de superficie $A_t$ versus Área producto $A_p$ (c), Área producto $A_p$ versus constante geométrica del núcleo $K_g$ (d). .... | 18 |
| Figura 3-4. Variación de la potencia nominal en función de la frecuencia.....  | 20 |
| Figura 4-1. Comparación de las características de los diferentes dispositivos semiconductores de potencia, frecuencia vs potencia (a), frecuencia, tensión y corriente (b). ....   | 23 |
| Figura 4-2. Dispositivos semiconductores IGBT con sus respectivos disipadores de calor. ....   | 24 |
| Figura 4-3. DSP, Texas Instruments TMS320F28335. ....  | 24 |
| Figura 4-4. Diseño de la adquisición ADC para cambio de ciclo de trabajo y desfase, esquemático (a), construcción (b). ....  | 25 |
| Figura 4-5. Funciones de conmutación generadas con la DSP con ciclo de trabajo de 50% y un desfase entre ellas de $90^\circ$ . ....  | 25 |
| Figura 4-6. Tensión aplicada a la puerta del IGBT $V_{GE}$ característica del IGBT (a), función generada por medio del controlador de puerta para la conmutación de los IGBTs (b).....   | 26 |
| Figura 4-7. Esquemático del controlador de puerta. ....  | 27 |
| Figura 4-8. Diagrama circuital del optoacoplador. ....   | 27 |
| Figura 4-9. Dimensiones para el optoacoplador en el PCB ....   | 28 |
| Figura 4-10. Diagrama circuital del Gate Driver. ....  | 30 |
| Figura 4-11. Dimensiones para el Gate Driver en el PCB ....  | 31 |
| Figura 4-12. Fuente de conmutación. ....   | 32 |
| Figura 4-13. Dimensiones para la fuente de conmutación. ....   | 32 |
| Figura 4-14. Circuito impreso del controlador de puerta, controlador con sus partes (a), tarjeta completa con sus ocho controladores de puerta (b). ....   | 33 |
| Figura 4-15. Esquemático circuito de sensado para la tensión. ....   | 34 |
| Figura 4-16. Simulación acondicionamiento para el sensado de tensión. ....   | 34 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 4-17. Prueba del circuito de sensado para la tensión, construcción del circuito (a), respuesta de la salida de la tensión $V_{DSP}$ (b).....  | 34 |
| Figura 4-18. Esquemático circuito de sensado para la corriente.....  | 35 |
| Figura 4-19. Simulación acondicionamiento del sensado para la corriente, circuito simulado en proteus (a), Formas de onda entrada y salida del acondicionamiento (b). ....   | 35 |
| Figura 4-20. Prueba del circuito de sensado para la corriente, construcción del circuito (a), ondas de entrada y salida del acondicionamiento (línea azul y amarilla $V_{DSP}$ , respectivamente (b).....  | 36 |
| Figura 4-21. Curvas representativas del material, curva de histéresis para Metglas aleación 2605SA1 (a), curva de pérdidas en el núcleo del material (b). ....   | 36 |
| Figura 4-22. Transformador de alta frecuencia construido con aleación amorfa y alambre Litz. .   | 37 |
| Figura 4-23. Comportamiento de la corriente en el inductor (línea azul) cuando se le aplica una tensión dc (línea roja), con la inductancia de dispersión del transformador (a), con la inductancia de transferencia de energía (b). ....  | 39 |
| Figura 4-24. Núcleos toroidales para el diseño de la inductancia, diferentes núcleos (a), medidas del núcleo toroidal (b) .....  | 39 |
| Figura 4-25. Transformador con sus respectivo arrollamiento y marcas de polaridad .....  | 40 |
| Figura 4-26. Diseño final, vista superior (a), vista frontal (b). ....   | 40 |
| Figura 5-1. Equipos de laboratorio. Fuente de poder Gwinstek PSW 160-21 (a), Fuente dc BK PRECISION 1652 (b), Fuente dc programable KEPCO (c), Osciloscopio TEKTRONIX (d).....   | 41 |
| Figura 5-2. Configuración de DAB en lazo abierto (fuente-carga).....   | 42 |
| Figura 5-3. Simulación DAB en PSIM, formas de onda $v_A$ y $v_B$ (a), Corriente en la inductancia $i_L$ (b). ....  | 42 |
| Figura 5-4. Formas de onda para tensiones y corrientes en el DAB, izquierda: $i_L$ (línea azul), $v_L$ (línea amarilla), derecha: $v_A$ (línea gris), $v_B$ (línea amarilla), con 50% de ciclo de trabajo para las diferentes pruebas: Prueba 1 (a), Prueba 2 (b), Prueba 3(c), Prueba 4(d), Prueba 5(e). Operación (fuente-carga). .... | 44 |
| Figura 5-5. Configuración del DAB en lazo abierto (fuente-fuente). ....  | 44 |
| Figura 5-6. Formas de onda para tensiones y corrientes en el DAB, izquierda: $i_L$ (línea azul), $v_L$ (línea amarilla), derecha: $v_A$ (línea gris), $v_B$ (línea amarilla), con 50% de ciclo de trabajo para las diferentes pruebas: Prueba 1 (a), Prueba 2 (b) y Prueba 3(c) operación (fuente-fuente). ....                          | 45 |



# Capítulo 1

## Introducción

El transformador tradicional es considerado uno de los elementos más eficientes y confiables de la red eléctrica, se emplea en los sistemas eléctricos de potencia para elevar o reducir la tensión y proveer aislamiento galvánico entre redes, sin embargo, posee gran volumen, es inadecuado para permitir el flujo bidireccional de potencia y solucionar problemas de calidad de energía como *sags*, *swell*, armónicos, bajo factor de potencia, etc, con base en esto, es necesario un elemento que cumpla la característica de administración del flujo de potencia bidireccional entre fuentes de generación y cargas y que además permita la integración de generación distribuida o *Distributed Generation* (DG) la cual es necesaria para una adecuada operación de energías renovables. Por lo tanto, se ha motivado e incentivado el desarrollo e implementación de nuevos componentes como el SST [3] el cual fundamenta su operación en dispositivos semiconductores (e.g., IGBTs y MOSFETs). Este elemento es considerado la clave en el desarrollo de la SmartGrid [4], ventajas como: flujo bidireccional de potencia, factor de potencia unitario a la entrada, mitigación de problemas de calidad de energía y muchas otras, hacen del mismo relevante en la integración de nuevas fuentes de generación de energía [5], [6] y en la construcción de la red eléctrica del futuro. La capacidad del SST de operar a frecuencias altas motiva su implementación en aplicaciones donde el tamaño y el volumen son importantes. Algunos ejemplos son: Áreas metropolitanas, industria aeroespacial, en sistemas de potencia submarinos [7]–[10], etc.

Con el fin de conocer la operación del SST y sus componentes principales, en [11] y [12] se presentan varios esquemas que representan las diferentes etapas que lo constituyen como el mostrado en la figura 1-1, se puede observar que la configuración básica del SST consiste en convertidores ac-dc y dc-ac en cada extremo interconectados por un convertidor dc-dc DAB el cual es considerado el elemento clave en el SST debido a que permite el control del flujo de potencia [13]–[16] y se compone de una etapa de aislamiento por medio de un transformador de alta frecuencia o *High Frequency Transformer* (HF-XFMR), dos capacitores a cada lado y dos puentes en H formados por dispositivos semiconductores de potencia.

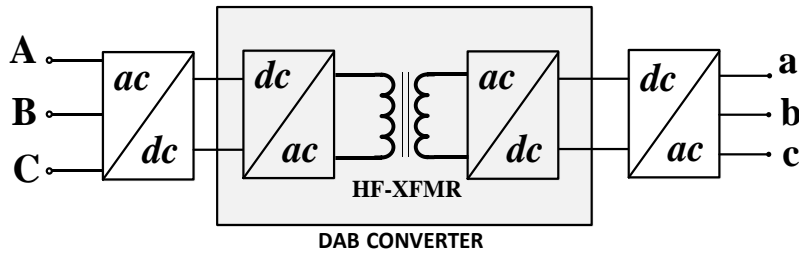


Figura 1-1. Topología general del SST.

El propósito de este documento consiste en presentar una metodología para el diseño y construcción de los elementos del DAB. La potencia nominal de operación, 10 kVA, y la frecuencia fundamental de las corrientes que circulan por los devanados del HF-XFMR, 10 kHz, son los parámetros de partida para la selección de los dispositivos semiconductores, los elementos pasivos del DAB (e.g., capacitores) y las características constructivas del HF-XFMR, de esta forma el análisis y organización del documento es la siguiente: En el capítulo dos se hace una descripción del estado del arte, analizando la operación, el modelo promediado y de pequeña señal del DAB. La metodología que se sigue, con los criterios de diseño del HF-XFMR presentados en [19] y [20] se plantea en el capítulo tres. Luego, en el capítulo cuatro se documenta la construcción del DAB explicando el procedimiento para la selección de componentes. Las simulaciones y las pruebas de laboratorio se presentan en el capítulo cinco. Finalmente, conclusiones e ideas para trabajos futuros son planteadas en el capítulo seis.

## 1.1. Planteamiento del problema

El incremento en el consumo de energía eléctrica a nivel mundial en los últimos años ha llevado al aumento en la generación de electricidad a partir de plantas generadoras que utilizan derivados del petróleo como combustible primario, contribuyendo a la emisión de CO<sub>2</sub> a la atmósfera. Uno de los objetivos de los Smartgrids es mejorar la eficiencia en el sistema eléctrico, ayudando a reducir la necesidad de construir grandes centrales de generación y permitiendo la integración de energías renovables (e.g., eólica, geotérmica, solar, etc.) como punto principal de una red inteligente, con el fin de cubrir la creciente demanda y reducir el impacto climático del medio ambiente, esta integración de las energías renovables requiere de una modernización de la red eléctrica, de esta forma surge la necesidad por el estudio de elementos que se caracterizan por proveer beneficios como: flujo bidireccional de la potencia, solución de problemas de calidad de energía, factor de

potencia adecuado y conversión de energía ac-dc y dc-ac para una apropiada operación de la red eléctrica del futuro.

La propuesta de investigación pretende responder las preguntas: ¿Es posible establecer una metodología para el diseño y construcción de convertidor dc-dc que tengan impacto en las redes eléctricas del futuro en Colombia? ¿Es posible establecer una técnica para el diseño un convertidor dc-dc DAB de 10 kVA operando a 10 kHz?

## **1.2. Justificación**

Los SmartGrid proyectan al SST como el elemento necesario para la integración activa entre el usuario y la red, equilibrando la generación y el consumo de electricidad gracias a su flexibilidad y bidireccionalidad, sus características constructivas (convertidores de potencia basados en dispositivos semiconductores y su etapa de aislamiento) le permiten tener funcionalidades como: Ajustar los niveles de tensión a la salida independientemente de las variaciones a la entrada, corrección del factor de potencia, eliminación de armónicos, flujo bidireccional, control de la potencia, etc [19], estas acciones son logradas a partir de un buen funcionamiento y un buen control del elemento clave en el SST que es el convertidor dc-dc DAB. Por lo tanto, es necesario un estudio detallado de las los componentes principales de este convertidor, involucrando la metodología para el diseño de las bobinas y núcleo del HF-XFMR, el estudio de la conmutación de los dispositivos semiconductores y el diseño del circuito de acondicionamiento, de esta forma se argumentará el beneficio y la importancia de la electrónica de potencia en el futuro de la red eléctrica.

## **1.3. Objetivos**

### **1.3.1. Objetivo general**

Desarrollar una metodología para el diseño y construcción de un DAB de 10 kVA, operando a una frecuencia fundamental de 10 kHz, y el cual es esencial para la construcción de un SST.

### **1.3.2. Objetivos específicos**

- Estudiar los componentes más utilizados para la construcción del núcleo y las bobinas de los transformadores de alta frecuencia.
- Desarrollar una metodología para el diseño y construcción un transformador monofásico de alta frecuencia de 10 kVA, 120V/120V con base en materiales magnéticos suaves.
- Verificar la funcionalidad de los *Printed Circuit Board* (PCB) del DAB, diseñados con anterioridad (etapa de Gate Drivers y de dispositivos de conmutación).
- Diseñar la etapa de sensado de variables eléctricas como corriente y tensión.
- Integrar los convertidores dc-ac, ac-dc y el transformador de alta frecuencia para construir el prototipo del DAB.
- Realizar simulaciones y pruebas de laboratorio del DAB operando en lazo abierto.

# Capítulo 2

## Estado del Arte del DAB

### 2.1. Descripción y operación

El DAB, ilustrado en la figura 2-1, consiste en dos elementos importantes: Los puentes en H y el HF-XFMR. Los primeros facilitan la conversión de energía de ac-dc y dc-ac, mientras el HF-XFMR es usado para elevar o reducir la tensión dependiendo de la aplicación. Otros componentes como los capacitores a cada lado estabilizan la tensión dc durante fluctuaciones. La inductancia de dispersión del HF-XFMR ( $L_k$ ) y la frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) serán consideradas en el análisis para lograr el flujo de potencia bidireccional.

En la figura 2-2 (a) se ilustra la secuencia de conmutación del DAB, la cual consta de dos de señales cuadradas con ciclo de trabajo de 50%, que se compensan una a la otra y generan las tensiones en el lado primario y secundario ( $v_A$  y  $v_B$  respectivamente, ver figura 2-2 (b)) del HF-XFMR que son definidas como:

$$v_A(t) = \begin{cases} +V_1 \rightarrow & T_1, T_4 \text{ ON} ; T_2, T_3 \text{ OFF} \\ -V_1 \rightarrow & T_2, T_3 \text{ ON} ; T_1, T_4 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2-1)$$

$$v_B(t) = \begin{cases} +V_2 \rightarrow & T_5, T_8 \text{ ON} ; T_6, T_7 \text{ OFF} \\ -V_2 \rightarrow & T_6, T_7 \text{ ON} ; T_5, T_8 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2-2)$$

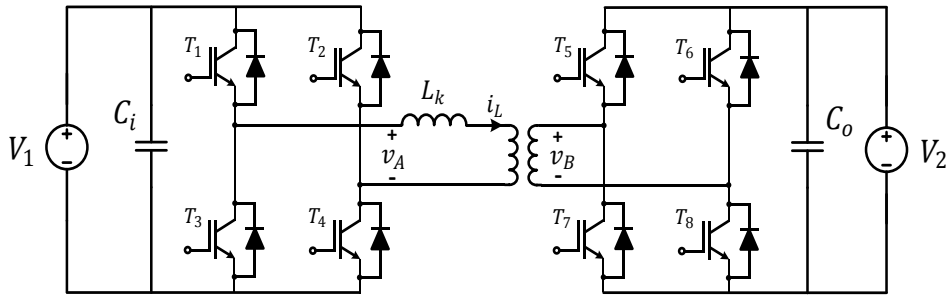


Figura 2-1. Esquemático del DAB.

Debido a la naturaleza de las tensiones  $v_A$  y  $v_B$ , (ondas cuadradas desfasadas entre ellas un ángulo  $\varphi$ ), la forma de onda de la corriente que circula por el inductor  $L_k$  es la mostrada en la figura 2-2 (c). El circuito equivalente del DAB referido al lado primario del HF-XFMR es ilustrado en la figura 2-2 (d), la diferencia entre  $v_A$  y  $av_B$  (siendo  $a$  la relación de transformación) es la tensión a través del inductor  $L_k$ . Para obtener la ecuación que describe la transferencia de potencia entre la entrada y la salida del DAB, se requiere analizar la corriente en el inductor  $L_k$ . La forma de onda de la corriente para un período de conmutación se ilustra en la figura 2-2 (e). Para el análisis se asume que los dispositivos semiconductores son ideales y que la resistencia interna del HF-XFMR es despreciable. Por lo tanto, la potencia promedio de entrada del HF-XFMR es calculada como:

$$\bar{P}_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_1(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} v_A(t) * i_L(t) dt = \frac{2V_1}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt \quad (2-3)$$

Donde  $T_s$  es el período de conmutación y  $t_2 = \frac{T_s}{2}$ . Como la corriente en la inductancia presenta simetría de media onda, solo se tomará en cuenta la mitad del período para el análisis. Por lo tanto, la corriente en el inductor es calculada como:

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L_k} \int_{t_0}^t [v_A(\tau) - av_B(\tau)] d\tau. \quad (2-4)$$

Además, en cada intervalo la corriente es:

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{(V_1 + aV_2)t}{L_k} \quad 0 < t < t_1, \quad (2-5)$$

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{(V_1 - aV_2)(t - t_1)}{L_k} \quad t_1 < t < \frac{T_s}{2}, \quad (2-6)$$

donde  $t_1$  corresponde al tiempo con relación al desfase ( $\varphi$ ) entre  $v_A(t)$  y  $v_B(t)$ . Por consiguiente, las corrientes  $I_1$  e  $I_2$  mostradas en la figura 2-2 (e) son calculadas como:

$$I_1 = i_L(t_0) = \frac{1}{L_k f_{sw}} \left( \frac{aV_2}{4} - \frac{V_1}{4} - \frac{\varphi aV_2}{2\pi} \right) \quad (2-7)$$

$$I_2 = \frac{1}{L_k f_{sw}} \left( \frac{\varphi V_1}{2\pi} - \frac{V_1}{4} + \frac{aV_2}{4} \right).$$

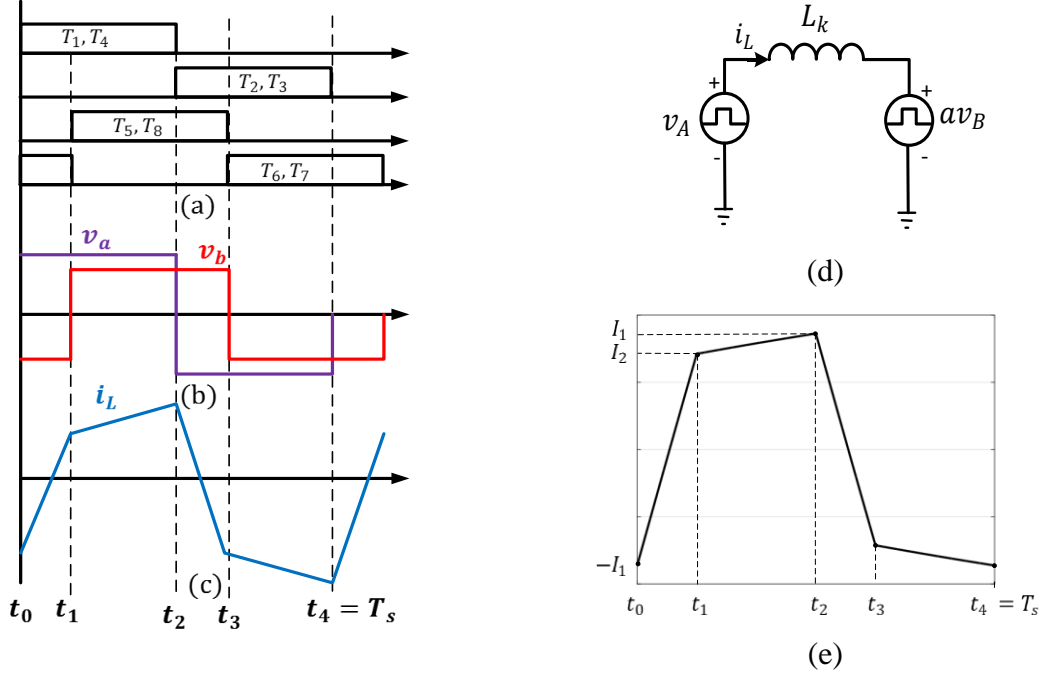


Figura 2-2. Formas de onda en el DAB, conmutación de los transistores (a), Tensión  $v_A$  y  $v_B$  (b), forma de onda de la corriente en el inductor  $i_L$  (c), circuito equivalente del DAB referido al lado primario del HF-XFMR (d), corriente en el inductor para un período de conmutación (e).

Utilizando (2-3) a (2-7) se establece que el flujo de potencia a través del DAB es [19], [20]:

$$\bar{P}_1 = \bar{P}_2 = \frac{aV_1V_2}{2\pi L_k f_{sw}} \frac{\varphi(\pi - \varphi)}{\pi}. \quad (2-8)$$

Como se puede observar, para controlar el flujo de potencia se pueden ajustar tres parámetros: El desfase ( $\varphi$ ), el valor de la tensión de entrada y salida ( $V_1$  y  $V_2$  respectivamente) y la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores,  $f_{sw}$ . En la figura 2-3 se observa el flujo de potencia en el DAB para diferentes valores de  $\varphi$  [21]. Notese que la potencia es máxima para cuando el ángulo de desfase es de  $90^\circ$ . Otros parametros importantes al momento de establecer la potencia de transferencia a través del DAB  $a$  y  $L_k$ .

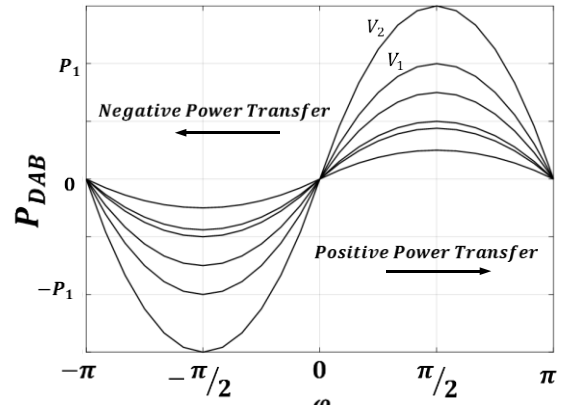


Figura 2-3. Flujo de potencia vs  $\varphi$ .

## 2.2. Modelamiento

### 2.2.1. Modelo promediado

El modelo simplificado del DAB es presentado en la figura 2-4, algunas consideraciones son hechas para el análisis [19]: Se asume que la inductancia de magnetización es despreciable, la tensión entre cada dispositivo semiconductor es pequeña comparada con la tensión de entrada y de salida, el capacitor de entrada  $C_i$  es grande, por lo tanto la dinámica del capacitor no es considerada, la fuente de corriente a la salida es bidireccional y la resistencia equivalente de los devanados del HF-XFMR es  $R_t$ .

La resistencia  $R$  y la fuente de corriente  $i_N$  representan la carga a la salida del convertidor. El modelo promediado del DAB considerando la corriente  $i_{DC}$  se muestra en la figura 2-5 [22]. Usando (2-8) la corriente de salida dc promediada es calculada como:

$$\bar{P}_2 = V_2 I_{DC}, \quad (2-9)$$

$$i_{DC\_avg} = I_{DC} = \frac{aV_1}{2\pi L_k f_{sw}} \frac{\varphi(\pi-\varphi)}{\pi}. \quad (2-10)$$

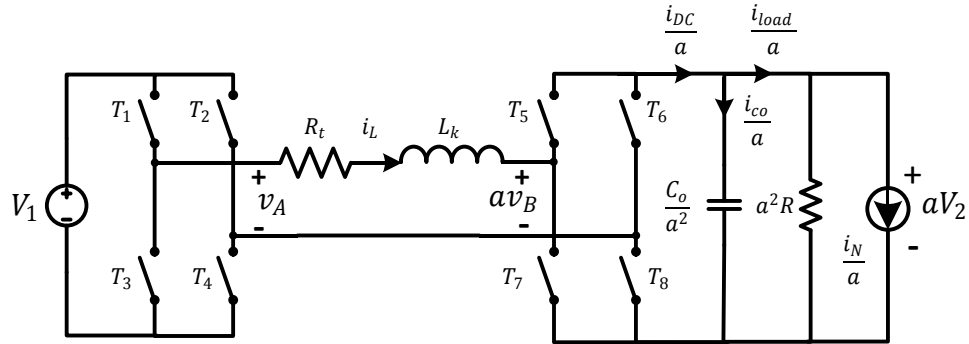


Figura 2-4. Esquemático completo del DAB.

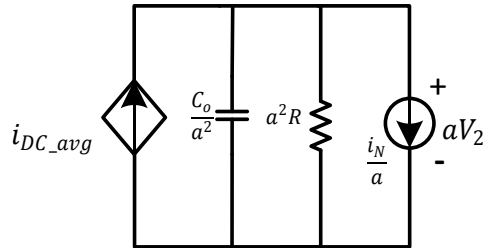


Figura 2-5. Modelo promedio del DAB.



Las tensiones  $v_A(t)$  y  $v_B(t)$  dependen de las funciones de conmutación  $S_1(t)$  y  $S_2(t)$  de cada puente en H así:

$$\begin{aligned} v_A(t) &= S_1(t)v_1(t), \\ v_B(t) &= S_2(t)v_2(t), \end{aligned} \quad (2-11)$$

donde,

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -1, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \\ S_2(t) &= \begin{cases} 1, & t_1 \leq t \leq \frac{T_s}{2} + t_1 \\ -1, & 0 \leq t \leq t_1 \text{ and } \frac{T_s}{2} + t_1 \leq t \leq T_s. \end{cases} \end{aligned} \quad (2-12)$$

Con el fin de describir las funciones de conmutación, se establece un modelo armónico considerando el análisis de Fourier presentado en [21]. Las funciones de conmutación en (2-12) son definidas como:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ \text{odd}}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) \sin(n\omega_s t) \right] \\ S_2(t) &= \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ \text{odd}}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) \sin(n\omega_s t - n\varphi) \right], \end{aligned} \quad (2-13)$$

donde  $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$  y  $n$  es el número de armónicos considerados en la aproximación. El comportamiento de la función de conmutación  $S_2(t)$  para diferentes valores de  $N$  se ilustra en la figura 2-6. Con el fin de obtener el espacio de estados del DAB, la corriente en la inductancia  $i_L(t)$  y la tensión en el capacitor  $v_2(t)$  son consideradas como variables de estado. Por lo tanto, de la figura 2-4 es posible obtener (2-14) y (2-15):

$$R_t i_L(t) + L_k \frac{di_L(t)}{dt} = S_1(t)v_1(t) - S_2(t)av_2(t) \quad (2-14)$$

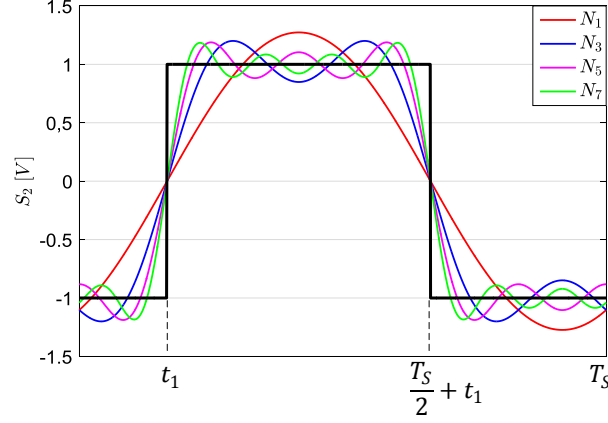


Figura 2-6. Descomposición de la función de conmutación  $S_2$  para diferentes valores de  $N$ .

$$\begin{aligned} \frac{i_{C_0}(t)}{a} &= \frac{i_{DC}(t)}{a} - \frac{i_{load}(t)}{a} = \frac{C_o}{a} \frac{dv_2(t)}{dt} \\ \frac{i_{DC}(t)}{a} &= i_L(t) S_2(t) \\ \frac{i_{load}(t)}{a} &= \frac{v_2(t)}{aR} + \frac{i_N}{a}. \end{aligned} \quad (2-15)$$

Con el fin de considerar la contribución de cada componente armónica en el modelo, las funciones de conmutación en (2-13) son remplazadas en las expresiones dinámicas del DAB, por lo tanto:

$$R_t i_L(t) + L_k \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) \sin(n\omega_s t) \right] v_1(t) - a \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) \sin(n\omega_s t - n\varphi) \right] v_2(t), \quad (2-16)$$

Las cuales se pueden escribir como [15], [16]:

$$(R_t + jn\omega_s L_k) I_L = \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) (V_1 < 0^\circ - aV_2 < -n\varphi) \right]. \quad (2-17)$$

Finalmente, la expresión para la corriente en función del tiempo es:

$$i_L(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) \left( \frac{v_1(t)}{Z_n} \sin(n\omega_s t - \theta_n) - a \frac{v_2(t)}{Z_n} \sin(n\omega_s t - \theta_n - n\varphi) \right) \right], \quad (2-18)$$

donde:

$$Z_n = \sqrt{R_t^2 + (n\omega_s L_k)^2}, \quad \theta_n = \tan^{-1} \left( \frac{n\omega_s L_k}{R_t} \right). \quad (2-19)$$

Reemplazando (2-18) en (2-15), y considerando que el valor promedio de la corriente en el inductor es cero, el modelo promediado del DAB se define así [15], [16]:

$$\frac{dv_2(t)}{dt} = -\frac{i_{load}}{C_o} + \frac{8a}{C_o\pi^2} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left[ \left( \frac{1}{n^2} \right) \left( \frac{v_1(t)}{Z_n} \cos(n\varphi - \theta_n) - a \frac{v_2(t)}{Z_n} \cos(\theta_n) \right) \right]. \quad (2-20)$$

### 2.2.2. Modelo de pequeña señal

El modelo de pequeña señal es requerido para vencer las no linealidades y evaluar la respuesta del sistema durante pequeñas perturbaciones[19], [23]. Este modelo se obtiene evaluando la tensión de salida en (2-20) alrededor de un punto de operación  $V_{2o}, V_{1o}, \varphi_0$  y  $I_{load}$ , [21] por lo tanto:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial x}{\partial V_2} \right|_o &= A = -\frac{8a^2}{C_o\pi^2} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left( \frac{1}{n^2} \right) \left( \frac{1}{Z_n} \right) \cos(\theta_n) \\ \left. \frac{\partial x}{\partial \varphi} \right|_o &= b_{11} = \frac{8a}{C_o\pi^2} \sum_{\substack{n=1 \\ odd}}^N \left[ \left( \frac{1}{n} \right) \left( \frac{V_{1o}}{Z_n} \right) \sin(\theta_n - n\varphi_o) \right] \\ \left. \frac{\partial x}{\partial I_{load}} \right|_o &= b_{12} = -\frac{1}{C_o}, \end{aligned} \quad (2-21)$$

donde  $x$  es igual a  $\frac{dv_2(t)}{dt}$ . Luego el modelo de espacio de estados de pequeña señal es el siguiente:

$$\begin{aligned} \left[ \frac{d\Delta V_2}{dt} \right] &= [A][\Delta V_2] + [b_{11} \quad b_{12}] \begin{bmatrix} \Delta \varphi \\ \Delta I_{load} \end{bmatrix} \\ [\Delta V_2] &= [1] [\Delta V_2] + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} \Delta \varphi \\ \Delta I_{load} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2-22)$$

# Capítulo 3

## Transformador de Alta Frecuencia

### 3.1. Análisis de los componentes: núcleo y bobinas

El propósito del transformador es transferir energía desde los devanados de entrada a los de salida a través de inducción magnética. El transformador tradicional de 50/60 Hz es considerado uno de los elementos más eficientes de la red eléctrica, con rendimiento en el proceso de conversión de energía hasta del 99% [24]. El HF-XMFR debe satisfacer los requisitos de operación (tensión, potencia, frecuencia) y eficiencia, por lo tanto, se deben utilizar materiales y tecnologías de alto rendimiento para este propósito.

#### 3.1.1. Materiales magnéticos para el núcleo

Hoy en día las tendencias de desarrollo se centran principalmente en los nuevos materiales magnéticos suaves, los cuales son usados típicamente en la construcción de inductores y transformadores para aplicaciones de electrónica de potencia.

Varios materiales magnéticos suaves pueden ser considerados para estas condiciones de operación, tales como acero al silicio, ferrita, amorfo y nanocristalino. Propiedades como: curva de histéresis, flujo de saturación  $B_{sat}$ , permeabilidad  $\mu$ , resistividad  $\rho$ , pérdidas en el núcleo, remanencia  $B_r$  y coercitividad  $H_c$ , son estudiadas en [17], [18] y [25]–[27] con el fin de comparar y seleccionar el material adecuado. La curva de histéresis B-H es una propiedad fundamental para diferenciar los materiales magnéticos. Las pérdidas en el núcleo dependen del material a utilizar, el espesor, densidad de flujo magnético, frecuencia y temperatura de operación y son considerables en este diseño. En la tabla I se compara cada uno de los materiales [28] y se emplea la metodología presentada en [17] para el estudio y selección del material indicado.

#### **3.1.1.1. Acero al silicio**

El acero fue el primer material utilizado para la construcción de inductores y transformadores, un inconveniente en el uso de este material eran las pérdidas que presentaba éste al pasar el tiempo, pero con la adición del silicio al acero se demostraron ventajas como aumento de la resistividad eléctrica, reduciendo las pérdidas [17]. El acero al silicio laminado es generalmente usado en aplicaciones de baja frecuencia debido a su alta densidad de flujo de saturación y alta permeabilidad. Como se observa en la tabla I las pérdidas de este material a altas frecuencias de operación son elevadas y no son apropiadas para las condiciones que se necesitan en el SST.

#### **3.1.1.2. Ferritas suaves**

Las ferritas suaves son de cerámica, compuestas por óxido, su mayor constituyente es el óxido de hierro, pueden ser MnZn o NiZn, su principal diferencia es que MnZn tiene una mayor permeabilidad, mientras NiZn tiene mayor resistividad como se puede ver en la tabla II [28]. Las pérdidas de este material son moderadas, aunque no son preferidas por su baja densidad de flujo de saturación, lo que resulta en un núcleo bastante grande para el diseño compacto que se requiere. Sus formas geométricas se han estandarizado, debido a las propiedades frágiles de este material su diseño está limitado y es difícil obtener un núcleo de ferrita ya hecho para las dimensiones deseadas, además moldear el núcleo cuesta mucho [26].

#### **3.1.1.3. Nanocristalino**

El nanocristalino es una aleación nanocristalina a base de hierro con una microestructura cristalina fina, el tamaño del grano es solo de 10 nm lo que hace sus propiedades magnéticas extraordinarias, a diferencia de la ferrita, el núcleo del transformador de nanocristalino puede ser personalizado de acuerdo con las necesidades de diseño [17], [27]. En general el núcleo de nanocristalino es el mejor candidato para satisfacer tanto densidad de potencia como requisitos de eficiencia, pero un aspecto importante es que el costo de este material es muy alto.

#### **3.1.1.4. Amorfo**

La aleación amorfa exhibe buen equilibrio entre sus propiedades, la densidad de flujo del material puede llegar a 1.56T y las pérdidas también son moderadas, adicionalmente el costo del material

es más bajo que el nanocristalino, en la tabla III se muestran algunas de sus propiedades [17]. En conclusión, el nanocristalino logra un mejor rendimiento, pero se prefiere el amorfo por el costo.

El tipo del núcleo puede variar según su aplicación casos muy particulares son los núcleos tipo C, EE, toroidal, etc. El núcleo en C es la configuración elegida, debido a que puede ser utilizado para el diseño de un componente magnético. La figura 3-1 y las tablas IV y V muestran el núcleo utilizado con sus respectivas dimensiones y parámetros más importantes [29].

### 3.1.2. Material para las bobinas

Las pérdidas inducidas en los devanados del transformador llegan a ser mayores debido a los efectos de piel, de proximidad y otros efectos de alta frecuencia. Estos se producen al incrementar la frecuencia de operación, induciendo corrientes parásitas y aumentando la resistencia del conductor, de esta forma se producen las pérdidas.

#### 3.1.2.1. Efecto piel

Un conductor redondo llevando corriente ca genera un campo magnético concéntrico el cual induce corrientes parásitas. Estas corrientes parásitas se oponen al flujo y el resultado de la distribución de corriente es que las corrientes parásitas cancelan algunas corrientes en el centro del conductor, incrementado la corriente cerca de la superficie. El efecto general, es que la corriente fluye en menor área, la cual es equivalente a la superficie del conductor, con un espesor  $\epsilon$  llamado profundidad de piel o *Skin Depth* [18].

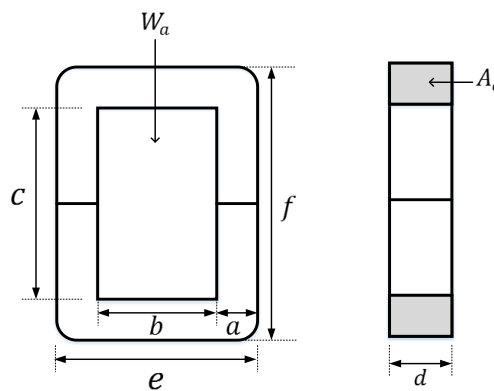


Figura 3-1. Núcleo en C.

El término profundidad de piel  $\epsilon$  se vuelve importante en el diseño y su expresión se puede dar de esta manera [17]:

$$\epsilon = \left( \frac{6.62}{\sqrt{f}} \right) K \quad [cm] \quad (3-1)$$

Donde  $f$  es la frecuencia,  $K = 1$  para un conductor de cobre. La figura 3-2 [17] muestra la variación de la profundidad de piel  $\epsilon$  en función de la frecuencia, se puede observar y demostrar que a frecuencias mayores la profundidad de piel disminuye, por lo tanto, el efecto piel aumenta. Por lo tanto, el diámetro del alambre y el área del conductor desnudo son:

$$D_{AWG} = 2 \epsilon \quad [cm], \quad A_{w(B)} = \frac{\pi (D_{AWG})^2}{4} \quad [cm^2] \quad (3-2)$$

Respectivamente.

### 3.1.2.2. Efecto de proximidad

Este efecto aparece cuando la distribución de corriente en una capa de devanados influye en la distribución de corriente en otra capa [17]. Son las corrientes parásitas inducidas en un alambre debido al campo magnético alterno de otros conductores en la zona. Estas corrientes parásitas causan una distorsión de densidad de corriente, el cual es el resultado de las líneas de flujo que generan corrientes parásitas en el cable. Mantener el efecto de proximidad mínimo implica que el transformador sea diseñado con el mínimo número de capas [17].

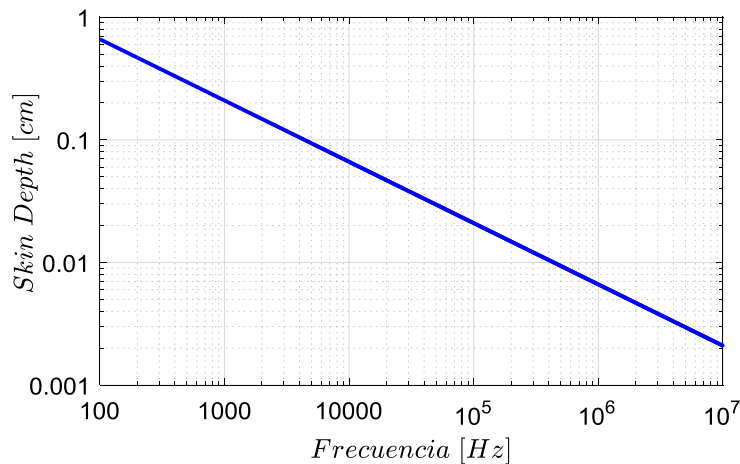


Figura 3-2. Variación de la profundidad de piel  $\epsilon$  a diferentes valores de frecuencia.

Como en las aplicaciones de electrónica de potencia se tienen formas de onda no sinusoidales, cualquier función arbitraria periódica de corriente puede ser representada por las series de Fourier. En [18] se hace un análisis del comportamiento de la resistencia debido al efecto de proximidad para formas de onda sinusoidales y formas de ondas arbitrarias.

Varias investigaciones han sido realizadas para minimizar las pérdidas de alta frecuencia en el conductor, el uso de alambres trenzados, papel de aluminio o alambres Litz es una solución práctica para minimizar el efecto piel y el de proximidad, las hebras individuales del alambre Litz se transponen de manera que la corriente pasa a través de toda la sección transversal del conductor, por lo tanto, hay una distribución de corriente uniforme a través del conductor [30], [31].

## 3.2. Metodología de diseño

La operación de los transformadores a altas frecuencias reduce el tamaño, pero contribuye al aumento de temperatura, por consiguiente, se requiere ampliar el área de superficie del núcleo y así aumentar la disipación de calor, por esta razón se debe hacer un estudio apropiado de los efectos de alta frecuencia para garantizar equilibrio entre tamaño y eficiencia.

### 3.2.1. Criterios de diseño en el transformador

Los parámetros a considerar son: potencia de salida, regulación, eficiencia, el aumento de temperatura permisible y tamaño del transformador.

El producto entre el área de la sección trasversal  $A_c$  y el área de la ventana  $W_a$  es la indicación del tamaño del núcleo y se le denomina el área producto o *área product*  $A_p$ , es muy usada en catálogos de proveedores para resumir las propiedades del núcleo, se define como [18], [24]:

$$A_p = \left[ \frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f_1 B_{opt} k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}} [cm^4] \quad (3-4)$$

Donde  $K_v$  es el factor de forma de onda (4.4 para onda sinusoidal y 4.0 para una onda arbitraria),  $B_{opt}$  es la densidad de flujo óptimo,  $k_f$  es el factor de apilamiento del núcleo,  $k_u$  es el factor de utilización definido como la relación de la superficie total de conducción y el área total de la



ventana,  $\Delta T$  es el aumento de la temperatura, estos factores tienen gran influencia en el tamaño del transformador. El volumen del transformador  $V_t$  depende del área producto  $A_p$ , su relación está dada por [17], [18], [24], [32]:

$$V_t = K_{vol} A_p^{\frac{3}{4}} \quad [cm^3] \quad (3-5)$$

Donde  $K_{vol}$  es una constante que depende de las características del núcleo, para un núcleo en C  $K_{vol} = 17.9$ , la figura 3-3 (a) muestra variación de  $V_t$  en función de  $A_p$  [17].

El peso del transformador  $W_t$  también está relacionado con el área producto  $A_p$  y su expresión es [17]:

$$W_t = K_w A_p^{\frac{3}{4}} \quad [gr] \quad (3-6)$$

Donde  $K_w$  es una constante relacionada con la configuración del núcleo, para un núcleo en C  $K_w = 66.6$ , la figura 3-3 (b) muestra variación de  $W_t$  [17].

El área de la superficie  $A_t$  es la suma de todas las áreas externas que comprenden la superficie del transformador, es importante debido a la disipación de calor necesaria en el núcleo y tiene una relación directa con el tamaño. La dependencia del área de superficie  $A_t$  con respecto al área producto  $A_p$  se observa en (3-8). Su respectiva gráfica se puede observar en la figura 3-3 (c) [17].

$$A_t = K_s A_p^{\frac{1}{2}} \quad [cm^2] \quad (3-8)$$

Donde  $K_s = 39.2$  para el núcleo en C.

Muchos transformadores están diseñados para una temperatura específica, por lo tanto, también pueden estar diseñados para una regulación  $\alpha$  dada, esta regulación se relaciona con dos constantes [17]:

$$\alpha = \frac{P_t}{2K_g K_e} \quad [\%] \quad (3-12)$$

$K_g$  que es el coeficiente geométrico se determina por la geometría del núcleo y la constante eléctrica  $K_e$  se determina por las condiciones magnéticas y eléctricas del transformador.

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 k_u}{MLT} \quad [cm^5] \quad (3-13)$$

$$K_e = 0.145 K_v^2 f_1^2 B_{opt}^2 (10^{-4}) \quad (3-14)$$

La figura 3-3 (d) muestra la variación del área producto  $A_p$  en función de  $K_g$ , si aumenta la constante geométrica del núcleo el  $A_p$  aumenta y por ende el tamaño del transformador se incrementa. La relación existente entre  $K_g$  y  $A_p$  se define como [17]:

$$A_p = K_p K_g^{0.8} \quad (3-15)$$

Donde  $K_p = 12.5$  para núcleos en C.

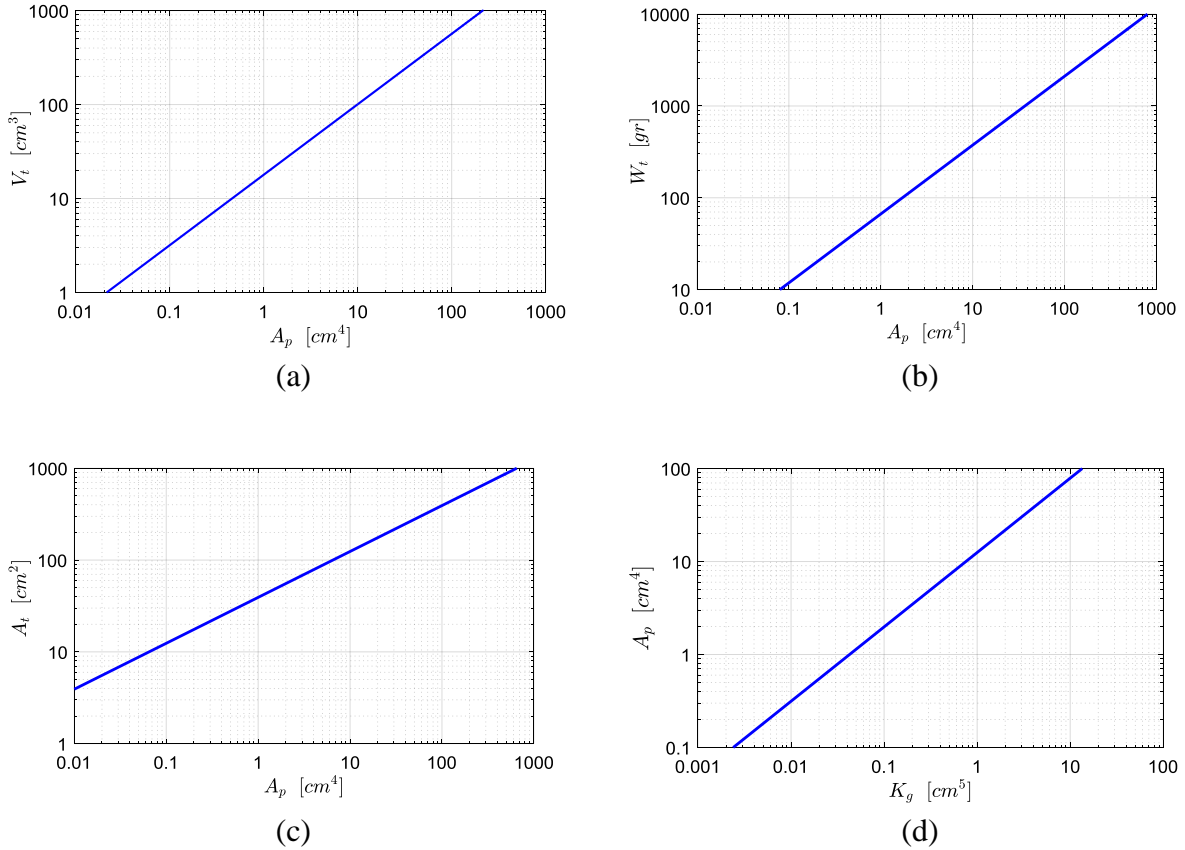


Figura 3-3. Parámetros del transformador en función el área producto, volumen del transformador  $V_t$  versus área producto  $A_p$  (a), peso del transformador  $W_t$  versus área producto  $A_p$  (b), Área de superficie  $A_t$  versus Área producto  $A_p$  (c), Área producto  $A_p$  versus constante geométrica del núcleo  $K_g$  (d).

De la figura 3-3, se puede observar que cuando  $A_p$  se incrementa,  $V_t$ ,  $W_t$ ,  $A_t$  y  $K_g$  tienden a ser mayores y esto aumenta el tamaño del transformador, por lo tanto se diseña de tal forma que haya un equilibrio de variables y que los valores  $V_t$ ,  $W_t$ ,  $A_t$  y  $K_g$  sean adecuados y permisibles para que el tamaño del transformador no afecte el diseño.

La eficiencia del transformador y el aumento de temperatura están relacionadas entre sí, no toda la potencia de entrada se entrega a la carga, esta diferencia se convierte en calor, son llamadas pérdidas del núcleo  $P_{fe}$  o pérdidas en el conductor  $P_{cu}$ , el punto óptimo es logrado cuando estas dos son iguales [17], [18].

El área efectiva  $A_t$  requerida para disipar calor, expresada como vatios disipados por unidad de área es [17]:

$$A_t = K_s A_p^{\frac{1}{2}} = \frac{P_{perdida}}{\gamma} \quad [cm^2] \quad (3-9)$$

En la que  $\gamma$  es la potencia media disipada en la superficie del transformador por unidad de área y  $P_{perdida}$  es la pérdida de potencia total disipada. El aumento de temperatura  $T_r$  en °C es:

$$T_r = 450 \gamma^{0.826} \quad (3-10)$$

De [17] se dice que:

$$\begin{aligned} \gamma &= 0.03 \left[ W/cm^2 \right] \text{ a } 25^\circ C \\ \gamma &= 0.07 \left[ W/cm^2 \right] \text{ a } 50^\circ C \end{aligned} \quad (3-11)$$

### 3.2.2. Diseño del transformador

El devanado secundario debe ser capaz de suministrar energía a la carga dentro de los límites específicos eficiencia  $n$  que depende de las pérdidas de potencia en el transformador. La potencia de salida  $P_0$  es una variable realmente importante en el diseño y tiene relación en la potencia aparente  $P_t$  necesaria, su expresión está dada por (3-17).

$$P_t = P_{in} + P_0 \quad , \quad P_{in} = \frac{P_0}{n} \quad (3-17)$$

### 3.2.2.1. Densidad de flujo óptimo $B_{opt}$

De acuerdo con [18], la relación existente entre la frecuencia de operación  $f_1$ , la potencia aparente  $P_t$  y la densidad de flujo óptimo  $B_{opt}$  es:

$$B_{opt} = \frac{(h_c k_a \Delta T)^{2/3}}{\sqrt[3]{4} (\rho_w k_w k_u)^{1/12} (k_c K_c f_1)^{7/12}} \left[ \frac{K_v f_1 k_f k_u}{\sum VA} \right]^{1/6} \quad (3-18)$$

Donde  $k_a$ ,  $k_c$  y  $k_w$  dependen del material del núcleo,  $h_c$  es el coeficiente de transferencia de calor,  $\rho_w$  es la resistividad del conductor y  $K_c$  es un dato que brinda el fabricante del material. La figura 3-4 muestra la gráfica representativa de (3-18), en esta figura la potencia nominal del transformador es graficada, en función de  $f_1$  para diferentes valores de densidad de flujo  $B_{opt}$ . Se usa el material amorfo 2605SA1 con los siguientes valores:  $k_a = 40$ ,  $k_c = 5.6$ , y  $k_w = 10$ ,  $k_u = 40$ ,  $h_c = 10$ ,  $\Delta T = 75^\circ$ ,  $K_v = 4$ ,  $k_f = 0.98$  [24]. Esta gráfica representa la máxima potencia que se puede obtener para un valor de frecuencia y densidad de flujo dado, por ejemplo, para una frecuencia de 10kHz a una densidad de flujo de 1T, la potencia nominal sería aproximadamente 10kVA. La metodología de diseño de un transformador a frecuencias de operación altas (>1kHz) [17], se describe en el **Anexo 1**

### 3.2.2.2. Inductancia de fuga en los devanados del transformador

La inductancia de fuga es el elemento clave para la transferencia de potencia dentro del DAB, su diseño es de gran importancia, por esto se analizará la expresión que la define.

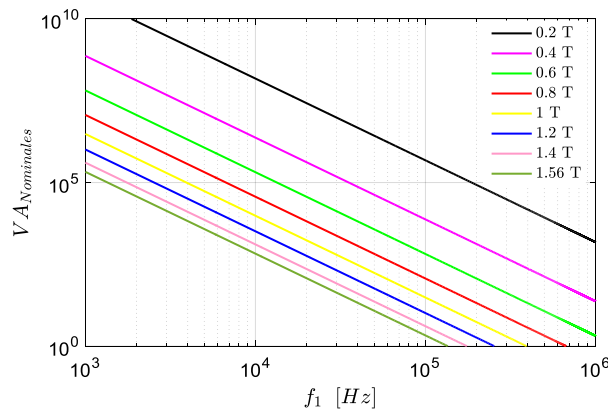


Figura 3-4. Variación de la potencia nominal en función de la frecuencia

La inductancia de dispersión (fuga) del transformador depende considerablemente del arreglo de los devanados y el número de vueltas [33], puede ser diseñada y conectada externamente al transformador o se puede integrar a él. El campo magnético es directo a lo largo del plano de capas, la relación con la energía del campo magnético vinculado a los devanados es [18], [33]:

$$W_m = \frac{1}{2} \mu \int_{Volumen} H^2 dV = \frac{1}{2} L_k I^2 \quad (3-45)$$

Donde  $\mu$  es la permeabilidad del espacio donde la energía es calculada,  $V$  es el volumen del espacio,  $H$  es la intensidad de flujo magnético e  $I$  es la corriente en los devanados. Para  $N_p$  vueltas llevando una corriente  $I$ , el valor máximo de  $H$  sería  $\frac{N_p I}{w}$ , para evaluar la integral de (2-60) se asume una onda triangular para la distribución de campo  $H$  [18], [24].

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{\mu N_p^2 M L T h}{3w} \quad (3-46)$$

$$L_k = L_{kl1} + L_{kl2} = \frac{1}{3} \mu_0 N_p^2 M L T \frac{h}{w} \quad (3-47)$$

Donde  $h$  y  $w$  representan la altura y la anchura de la ventana,  $L_{kl1}$  y  $L_{kl2}$  son las componentes de flujo de fuga asociados con los devanados primario y secundarios del transformador. Se puede observar que la inductancia de dispersión es directamente proporcional al número de vueltas.

# Capítulo 4

## Construcción del DAB

Para aplicaciones de este tipo se debe cumplir confiabilidad y eficiencia, por esto se seleccionan correctamente los componentes principales del DAB, los cuales son: los dispositivos semiconductores, el controlador de puerta, los capacitores, el circuito de sensado y acondicionamiento, el HF-XFMR y su inductancia de dispersión, estos elementos deben resistir niveles de tensiones y corrientes máximas, además en el diseño se tendrá en cuenta que estos dispositivos operan a altas frecuencias, esto con el fin de lograr una reducción del tamaño del sistema, cumpliendo con los requisitos de eficiencia del DAB.

### 4.1. Dispositivos semiconductores

El dispositivo utilizado para esta aplicación debe ser el adecuado teniendo en cuenta los niveles de tensión, corriente y frecuencia de operación. Los dispositivos semiconductores se clasifican en tres grupos: Los no controlados como los diodos, los semicontrolados tales como los tiristores (SCR, TRIAC) y por último totalmente controlados, como son los transistores de potencia (BJT, MOSFET, IGBT, entre otros). Para la topología de estudio se requieren componentes capaces de encender y apagar de una forma controlable.

El transistor BJT se relaciona con un interruptor controlado por corriente, estos transistores están disponibles en valores nominales hasta 1200 V y 400 A y su frecuencia de operación suele ser hasta 10 kHz, el circuito de control es algo complejo debido a que es controlado por corriente. Por otro lado, el transistor MOSFET es controlado por tensión y su circuito de control es menos complejo en comparación con los BJT, tiene como ventaja sus bajos tiempo de conmutación, operando por encima de los 100 kHz, por lo tanto, sus pérdidas por conmutación son relativamente bajas. Por último, se tiene el IGBT que es el conjunto integrado de un MOSFET y un BJT debido a que tiene las mismas características de conducción del BJT con la misma facilidad de disparo del MOSFET,

su velocidad de conmutación llega hasta los 30 kHz [35], [36]. La figura 4-1 (a) y (b) hacen una comparación de estos dispositivos [37].

Se puede observar que el IGBT cumple con los requisitos del diseño, pueden operar aproximadamente entre 1 kVA y 10 MVA con una frecuencia de operación de 1 kHz y 100 kHz, los IGBTs están hechos con material de Si, sin embargo, la búsqueda de componentes semiconductores más avanzados y eficientes ha motivado el estudio de los dispositivos de carbono de silicio (SiC), últimamente estos materiales han sido investigados y se ha dado a conocer que la pérdida de energía de un circuito de alta tensión con dispositivos de SiC es más baja que con dispositivos de Si, además son capaces de operar a tensiones más altas. Así mismo, los IGBTs pueden manejar niveles de corrientes altos y adecuados para un sistema de energía eléctrica grande [18]. Con el fin de operar a altas frecuencias de conmutación y mínimas pérdidas, se emplean los IGBTs de SiC, los cuales son apropiados para aplicaciones de alta tensión y alta potencia. La figura 4-2 muestra los dispositivos semiconductores seleccionados.

Estos dispositivos de referencia IRG7PH46UDPBF-ND, los cuales usan la tecnología SiC, tienen grandes ventajas comparados con los demás dispositivos semiconductores, tienen beneficios como una alta eficiencia en varias aplicaciones, es adecuado para trabajar en una amplia gama de frecuencia debido a su baja tensión colector emisor  $V_{CE(ON)}$  y con bajas pérdidas de conmutación, además puede operar a una temperatura de hasta 150 °C, su tiempo de encendido y apagado es máximo de 60 ns y 450 ns, respectivamente [38].

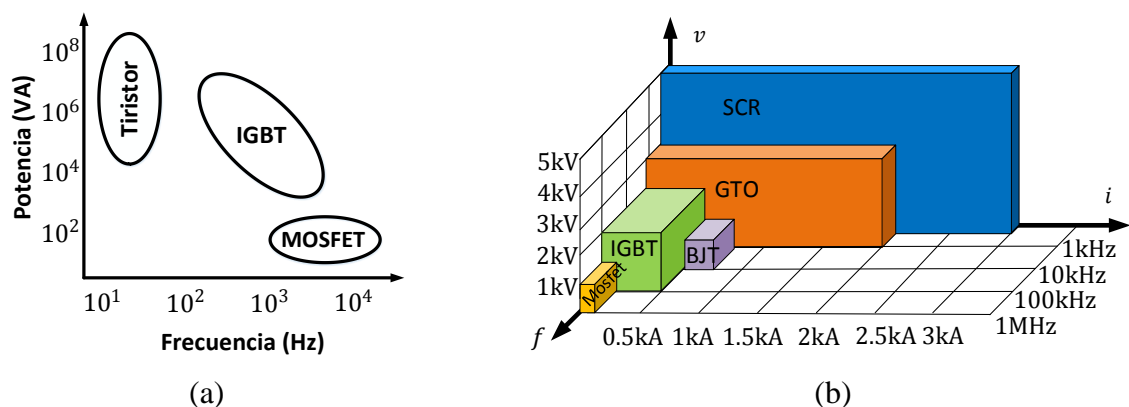


Figura 4-1. Comparación de las características de los diferentes dispositivos semiconductores de potencia, frecuencia vs potencia (a), frecuencia, tensión y corriente (b).

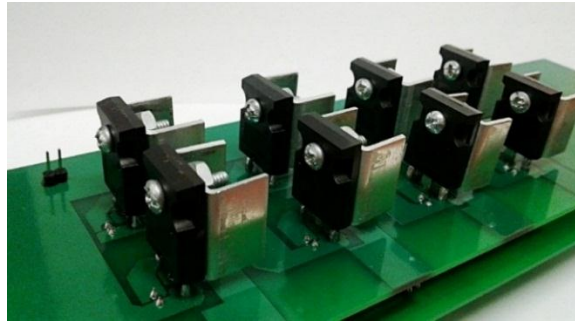


Figura 4-2. Dispositivos semiconductores IGBT con sus respectivos disipadores de calor.

## 4.2. Procesador digital de señales (DSP)

El DSP es un microprocesador rápido y poderoso que puede realizar el procesamiento de datos en tiempo real. El Texas Instruments TMS320F28335, mostrado en la figura 4-3, es el DSP usado en este proyecto, cuenta con un reloj de 150 MHz, procesador de 32 bits con 6 canales individuales y controlables de ePWM y un conversor análogo-digital ADC de 16 canales y 12 bits de resolución, en este proyecto el DSP es utilizado para generar las señales de conmutación PWM que serán enviadas al controlador de puerta. El objetivo es obtener una adecuada conmutación de los dispositivos semiconductores a partir del código que incluye la manipulación de los puertos ePWM y ADC del DSP. Para esto, se hace una apropiada técnica de programación y un arreglo circuital con el fin de cambiar el ciclo de trabajo de la señal y el desfase entre las tensiones de cada puente. El diseño planteado en la figura 4-4 (a) es utilizado para este propósito, cuenta con un acondicionamiento para enviar las señales a los puertos ADC del DSP, el puerto ADC0 recibe la señal para cambiar el ciclo de trabajo y el puerto ADC1 cambia el desfase. La figura 4-4 (b) muestra la implementación del modelo. Además, se utilizan 4 canales ePWM (EPWM1, EPWM2, EPWM3, EPWM4), cada canal tiene 2 salidas, EPWMxA que es la señal original y EPWMxB que es el complemento, las cuales están conectadas a un pin GPIO específico, la función ePWM debe ser inicializada y configurada a través de unos registros.

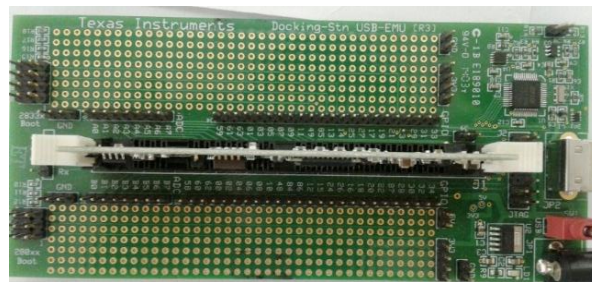


Figura 4-3. DSP, Texas Instruments TMS320F28335.



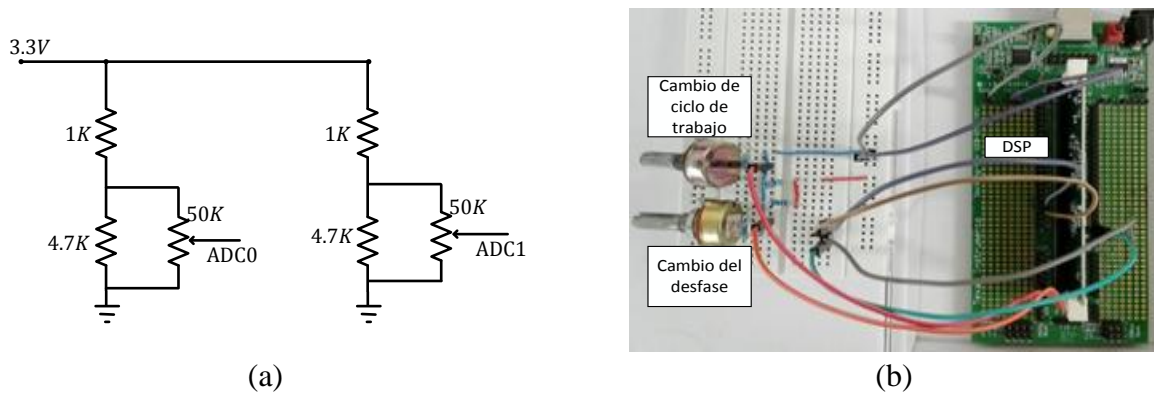


Figura 4-4. Diseño de la adquisición ADC para cambio de ciclo de trabajo y desfase, esquemático (a), construcción (b).

Para evitar que los dispositivos de conmutación de la misma pierna operen al mismo tiempo, lo cual causaría un corto circuito, se configura el registro relacionado con la banda muerta, generalmente este tiempo muerto o *Dead Time* se especifica entre el 5% y 10% del período de la señal, para este caso el *Dead Time* es de 660 ns, se escogió de esta manera por el tiempo de encendido y apagado de los dispositivos. La figura 4-5 muestra las señales PWM generadas en el DSP, las cuales serán enviadas al controlador de puerta.

### 4.3. Controlador de puerta

El controlador de puerta es utilizado para la adecuada conmutación de los dispositivos semiconductores, su principal función es convertir la señal de control de niveles lógicos a apropiados voltajes y corrientes para la conmutación del IGBT. Debe ser capaz de proporcionar una tensión de encendido positiva y una tensión de desconexión negativa, debe ser inmune al ruido ocasionado por las altas frecuencias de conmutación y tensión de operación.

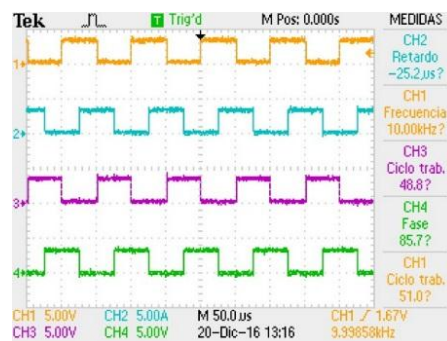


Figura 4-5. Funciones de conmutación generadas con la DSP con ciclo de trabajo de 50% y un desfase entre ellas de 90°.

Para establecer la conducción entre el colector y el emisor del IGBT, debe ser aplicada una tensión positiva a la puerta del dispositivo, su valor máximo se especifica en las hojas de datos del fabricante, la figura 4-6 (a) muestra la salida típica para el IGBT de referencia IRG7PH46UDPBF-ND [38], donde se muestra que la tensión máxima que puede ser aplicada en la puerta son 18V, si se aplica más de esta tensión puede causar daños permanentes en el dispositivo, sin embargo, una tensión menor de 18 V es suficiente para activar el dispositivo y mantener el pico de corriente nominal, pero no hace una conmutación eficiente [39]. Por lo tanto, se recomienda utilizar una tensión generalmente de  $+15\text{ V} \pm 10\%$  para SiC IGBT. La desconexión y el apagado del IGBT es lograda proporcionando a la puerta una tensión negativa generalmente de  $-9\text{ V} \pm 10\%$  con el fin de reducir las pérdidas de apagado. La tensión suministrada al IGBT se muestra en la figura 4-6 (b), la cual cumple con los requisitos de tensión de encendido y apagado  $+15/-9\text{ V}$  para SiC IGBT.

La figura 4-7 muestra el diseño del controlador de puerta (Realizado en *University of Arkansas* por el grupo de investigación de electrónica de potencia), el cuál es ampliamente probado para su verificación. En el diseño se observan todos los componentes de un controlador de puerta como la fuente de conmutación (VQA-S15-D17-SIP), el opto acoplador (Si8261BCC-C-IS) y el Gate Driver (UCC27531). La sección de aislamiento, proporcionada por el opto acoplador, procesa la señal de entrada del DSP y provee aislamiento entre los campos digitales y los de energía, toma la señal de PWM proveniente de la DSP para luego ser entregada al *Gate Driver*, el cual proporciona las tensiones de encendido y apagado y finalmente suministra la señal mostrada en la figura 4-6 (b) a los dispositivos semiconductores.

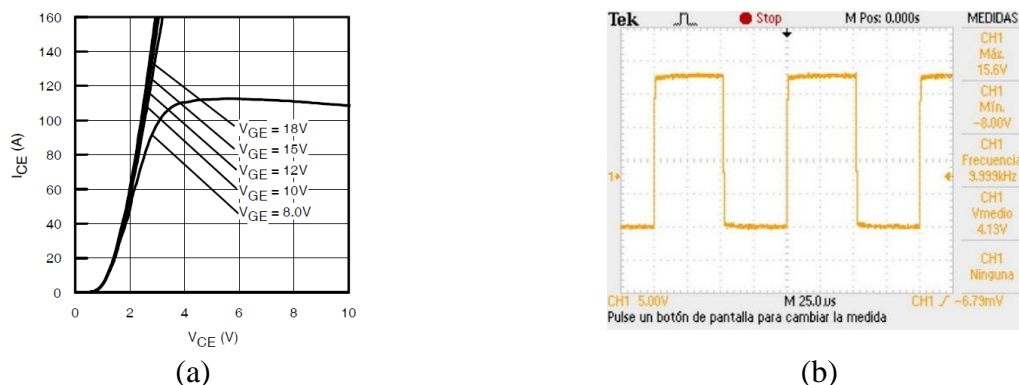


Figura 4-6. Tensión aplicada a la puerta del IGBT  $V_{GE}$ , característica del IGBT (a), función generada por medio del controlador de puerta para la conmutación de los IGBTs (b)



$R_1$  se encarga de mantener la corriente de entrada  $I_f$  del opto acoplador en sus rangos adecuados (6 mA a 30 mA). Donde  $\frac{3,3 V}{30 mA} \leq R_1 \leq \frac{3,3 V}{6 mA}$ ,  $110 \Omega \leq R_1 \leq 550 \Omega$ , por lo tanto para que la corriente sea mínima se selecciona  $R_1 = 470 \Omega$ . Por recomendación del fabricante el Si826x debe tener un condensador de desacoplamiento entre  $V_{DD}$  (pin 8) y  $GND$  (pin 5) el cual debe estar lo más cerca posible de estos pines, el valor de éste depende de la corriente de carga y de la distancia entre el chip y su fuente de alimentación, su mínimo valor es de  $1\mu F$ , en este caso se utiliza el capacitor  $C_5 = 1\mu F$  entre  $V_{DD}$  y  $GND$  para reducir el ruido de alta frecuencia y maximizar el rendimiento. El pin de  $GND$  puede estar polarizado con tensión positiva o negativa siempre y cuando la tensión en  $V_{DD}$  no sobrepase la tensión máxima que son 30 V.

En el diseño de los *Print board circuits* (PCBs) se debe tener en cuenta que el optoacoplador debe estar lo más cerca posible de los demás dispositivos con el fin de minimizar las inductancias parásitas, las trazas para la tensión de alimentación y la tierra deben ser cortas, por precaución se separan las tierras y la alimentación de los dispositivos de potencia. En el datasheet se encuentran todas las medidas necesarias del componente con vista superior y lateral y en la figura 4-9 se muestra las medidas de las rutas y pistas recomendadas para el diseño de los PCBs [40].

### 4.3.2. Gate driver

La señal proveniente del optoacoplador no puede accionar directamente las compuertas de los dispositivos de conmutación, por esto es necesario el uso del Gate Driver.

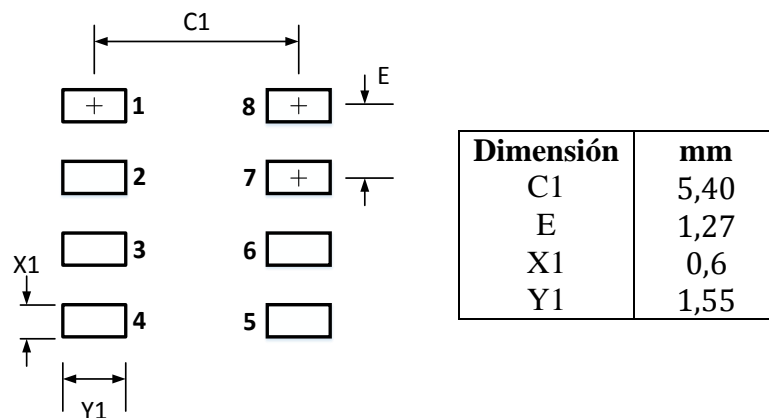


Figura 4-9. Dimensiones para el optoacoplador en el PCB

Este además de permitir una conmutación rápida del dispositivo de potencia también minimiza el ruido por conmutación, reducen la disipación de potencia y el aumento de temperatura. Con el fin de seleccionar el Gate Driver apropiado en esta aplicación se toman las consideraciones y recomendaciones expuestas en datasheet para la familia UCC2753x [41]:

- La alimentación del Gate Driver  $V_{DD}$  debe ser la adecuada para encender y apagar el dispositivo. La familia UCC2753x (con  $V_{DD}$  entre 10 V y 35 V) puede ser usados con dispositivos como MOSFETs y IGBTs.
- Se debe tener en cuenta las salidas y las entradas que se manejan en el diseño, si es configuración inversora o no inversora, para este caso es necesario una configuración no inversora debido a que es requerido que cuando se aplique la tensión de encendido a la compuerta del IGBT, este se accione y conduzca.
- Como el rebote de tierra es un problema en este diseño, es seleccionado un Gate Driver de salida dividida como el UCC27531 o UCC27538, los cuales tienen dos salidas (*OUTL* y *OUTH*, más adelante se explicará su operación).
- La velocidad de conmutación es un requisito bastante importante en el diseño, el encendido y el apagado debe ser lo más rápido posible para disminuir las pérdidas por conmutación, este Gate Driver debe proporcionar la corriente pico requerida para conseguir las velocidades de conmutación deseadas, esta velocidad de conmutación se describe en términos de la tensión Drine-Source  $V_{DS}$  del IGBT y el tiempo propagación, para el Gate Driver UCC2753x esto es  $\frac{dV_{DS}}{dt} = 20 \text{ V/ns}$ .

Teniendo en cuenta las anteriores consideraciones se selecciona el Gate Driver (UCC27531), la figura 4-10 muestra su configuración. Este Gate Driver es de alta velocidad y puede impulsar eficazmente dispositivos semiconductores de potencia como MOSFETs e IGBTs con una propagación de 17 ns, es considerado un Gate Driver de bajo costo, con un amplio rango de voltaje de hasta 35 V y con temperatura de operación ente -40 y 140 °C. Además, es muy flexible en estas aplicaciones debido a que tiene una fuerte capacidad de transmisión de corriente y de tensión, tiene la funcionalidad de trabajar con entrada dual, invertida o no invertida, además, tiene retrasos de propagación cortos y etapas de salida capaces de proveer grandes picos de corriente en tiempos de subida y bajada muy cortos con el fin de facilitar la transición de voltaje al IGBT muy rápidamente [41].

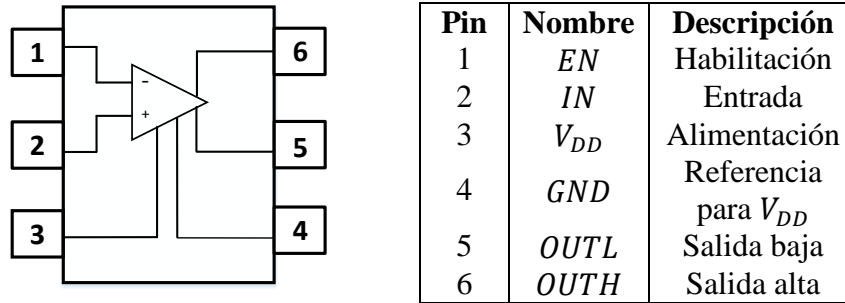


Figura 4-10. Diagrama circuital del Gate Driver.

La entrada de habilitación *EN* sirve para activar o desactivar la salida del Gate driver, cuando este pin se encuentra en *GND*, deshabilitará la salida del Gate driver, sin embargo cuando este pin esté energizado o desconectado se activará la salida del Gate driver. Con el fin de disminuir el tamaño y el número de pistas del controlador de puerta el pin *EN* se encuentra no conectado en este diseño. El UCC27531 posee salidas divididas, la salida *OUTH* carga la puerta del IGBT al pasar de una salida LOW a HIGH y la salida *OUTL* baja la corriente para descargar la puerta del IGBT al pasar de una salida HIGH a LOW.

Este Gate driver puede proveer hasta 2,5 A picos para cargar la puerta y 5 A picos para ser descargada, tiene la flexibilidad de insertar resistencias de encendido y apagado de puerta externas  $R_G$  en serie con los pines de salida *OUTH* y *OUTL* para ajustar la velocidad de conmutación y obtener eficiencia y optimización.

Existen tres capacitancias parásitas no lineales y dependientes del voltaje en el circuito interno del IGBT, el valor de cada uno de ellos es estimado en las hojas de datos por el fabricante. El encendido y el apagado dependen de la carga y descarga de la capacitancia de entrada  $C_G$ , el valor de  $R_G$  tiene un efecto importante en el comportamiento dinámico, una resistencia baja cargará y descargará la capacitancia de entrada de forma rápida, lo que resulta en una alta velocidad de conmutación, reduciendo las pérdidas en ella [39]. Se debe seleccionar  $R_G$  para proveer una apropiada corriente pico para la carga y descarga del IGBT. Por lo tanto, para este caso se colocan las resistencias  $R_3 = R_4 = 6,7\Omega$ . Además, se recomienda colocar un condensador de derivación entre  $V_{DD}$  y *GND* con el fin de desacoplar la entrada y salida, el valor recomendado para este condensador es de  $1\mu F$ . Como se observa en la figura 4-7 el condensador usado entre  $V_{DD}$  y *GND* del optoacoplador, será también usado condensador de derivación para el Gate Driver  $C_5 = 1\mu F$ .

En el diseño de los *Print board circuits* (PCBs), los pines de salida del Gate Driver se deben localizar lo más cerca posible del IGBT con el fin de minimizar la longitud de los trazos de alta corriente, el condensador de derivación debe estar muy cerca del dispositivo para mejorar el filtrado del ruido, además se recomienda el uso de componentes de baja inductancia como resistencias y condensadores de chip. En el datasheet se encuentran todas las medidas necesarias del componente con vista superior y lateral y en la figura 4-11 se muestra las medidas de las rutas y pistas recomendadas para el circuito impreso.

### 4.3.3. Fuente de conmutación

Los componentes del circuito de controlador de puerta (optoacoplador y Gate Driver) deben ser alimentados por una fuente que suministre las tensiones adecuadas para su funcionamiento. En el diseño se considera la fuente de conmutación (VQA-S15-D17-SIP), mostrada en la figura 4-12, la cual es una fuente dc- dc capaz de convertir tensiones de 15 V en 17 V y -8,7 V con una eficiencia mayor al 80% y corrientes hasta 80 mA y -40 mA, es diseñada para este tipo de aplicaciones, la temperatura de operación está en el rango -40 a 150 °C [42]. Las hojas de datos de los fabricantes recomiendan algunos circuitos para la conexión de esta fuente al circuito del controlador de puerta. Con el fin de obtener inmunidad al ruido, son utilizados condensadores de filtro externos entre  $V_{in}$  y  $GND$ , también entre  $-V_o$  y 0 V, además entre  $V_o$  y 0 V. En el diseño presentado en la figura 4-7 se utilizan los siguientes condensadores:  $C_1 = 1\mu F$ ,  $C_2 = 1\mu F || 1\mu F$ ,  $C_3 = 1\mu F || 1\mu F$ .

En la figura 4-13 se muestra las medidas para el diseño de los PCBs, se especifica cada orificio que se debe hacer con el fin de colocar la fuente de conmutación.

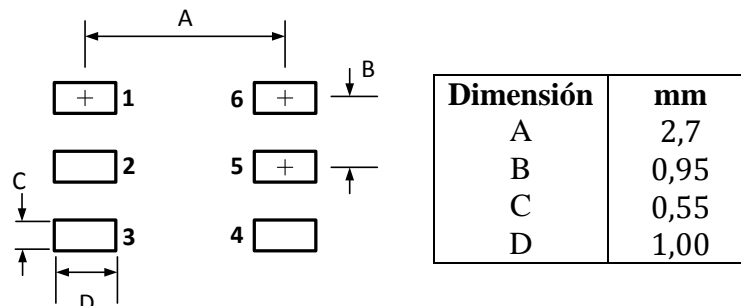


Figura 4-11. Dimensiones para el Gate Driver en el PCB

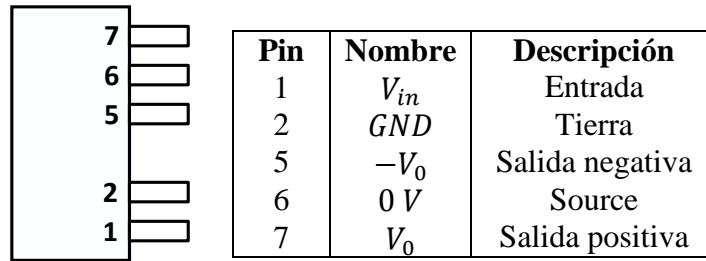


Figura 4-12. Fuente de conmutación.

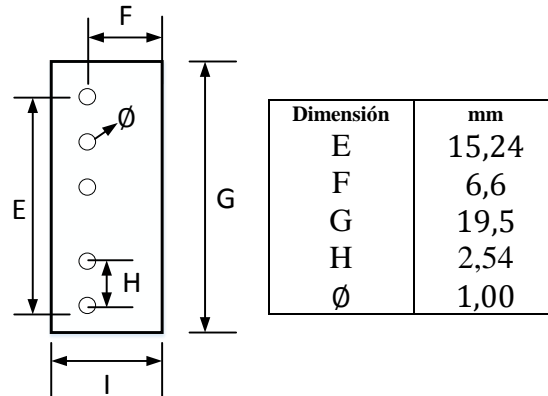


Figura 4-13. Dimensiones para la fuente de conmutación.

Finalmente, la figura 4-14 (a) muestra el circuito impreso de cada controlador de puerta para los IGBTs, además se observan sus principales componentes. La implementación de todos los controladores de puerta para el DAB se muestra en la figura 4-14 (b).

## 4.4. Capacitores etapa dc

Los capacitores utilizados a la entrada y salida ( $C_i$  y  $C_o$  respectivamente) del DAB son necesarios para mantener la tensión durante fluctuaciones, adicionalmente disminuye el rizado de la tensión. En el laboratorio se cuentan con capacitores Cornell Dubilier  $2700\mu F$   $420V$   $dc$ . Los cuales son apropiados para esta aplicación.

## 4.5. Circuito de sensado y acondicionamiento

Con el propósito de obtener una medida de la tensión de entrada y de salida ( $V_1$  y  $V_2$ ) y de la corriente a través del inductor  $L_k$  se seleccionan los sensores o transductores adecuados para este tipo de aplicaciones.



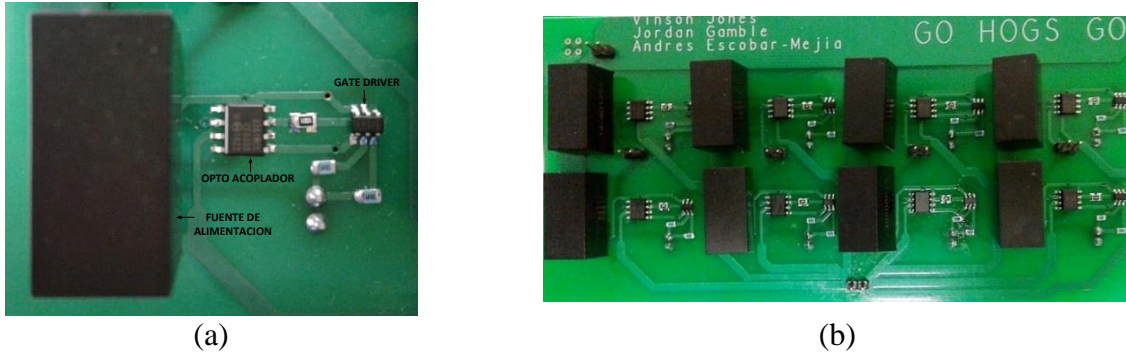


Figura 4-14. Circuito impreso del controlador de puerta, controlador con sus partes (a), tarjeta completa con sus ocho controladores de puerta (b).

#### 4.5.1. Sensado y acondicionamiento para la Tensión

Teniendo en cuenta el valor máximo de tensión se selecciona el transductor de tensión LEM LV 25-400, el cual proporciona una medida adecuada de tensión hasta  $\pm 600\text{ V}$ , ventajas como: excelente precisión, muy buena linealidad y bajo tiempo de respuesta hacen de este transductor apropiado para esta aplicación. El circuito de la figura 4-15 se implementa con el fin de que la señal medida sea adquirida por la DSP, este circuito es diseñado teniendo en cuenta varios aspectos: 1) La tensión máxima que se puede presentar en el DAB. 2) La tensión máxima que puede recibir la DSP. 3) La relación de conversión proporcionada por el transductor. El *datasheet* muestra la relación de conversión de este transductor ( $400\text{ V}$  a  $25\text{ mA}$ ), se supone que la tensión máxima de entrada en el DAB es  $V_{1max} = 100\text{ V}$ , por lo tanto, a la salida del transductor se presentaría una corriente de  $I_{max} = 6,25\text{ mA}$ . La finalidad de la resistencia de  $640\ \Omega$  es convertir la corriente  $I_{max}$  en una tensión  $V_{inmax} = 4\text{ V}$ , como la señal adquirida por la DSP debe estar en el rango  $0$  a  $3\text{ V}$  por medio del divisor de tensión se obtienen  $V_{DSPmax} = 2.4\text{ V}$ , siendo este valor apropiado para la entrada de la DSP, además se utiliza un amplificador operacional alimentado con  $5\text{ V}$  como un seguidor de tensión con el fin de acoplar impedancias y de no permitir que la tensión en la DSP sea mayor  $3\text{ V}$  cuando la tensión  $V_{1max}$  sobrepase los  $100\text{ V}$ . La figura 4-16 muestra la simulación realizada para el circuito de acondicionamiento, observando que funciona de la forma esperada, la construcción del diseño se muestra en la figura 4-17 (a) para su verificación se hacen pruebas en el laboratorio para observar el funcionamiento del diseño, la prueba da como resultado lo que se observa en la figura 4-17 (b). La relación que describe el comportamiento de la tensión  $V_1$  a medir es la siguiente:

$$V_1 = 41,6666V_{DSP} \quad (4-1)$$

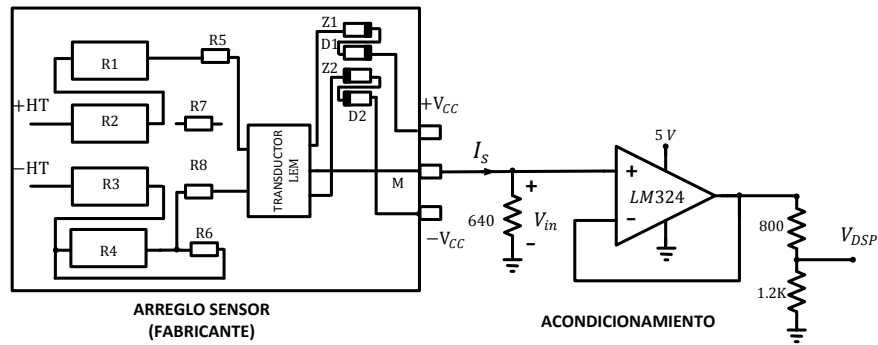


Figura 4-15. Esquemático circuito de sensado para la tensión.

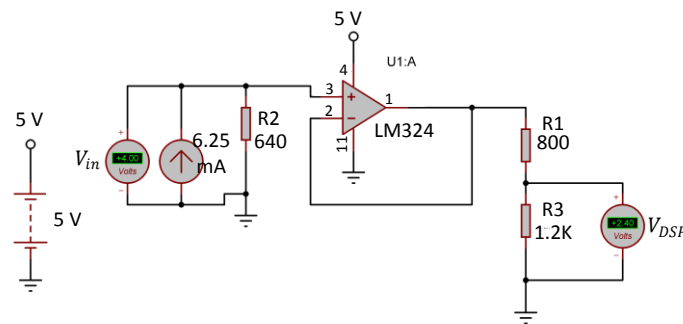


Figura 4-16. Simulación acondicionamiento para el sensado de tensión.

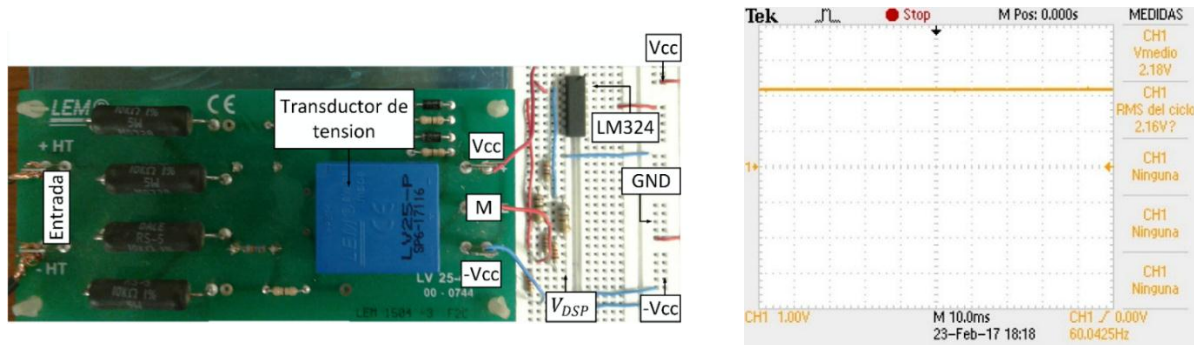


Figura 4-17. Prueba del circuito de sensado para la tensión, construcción del circuito (a), respuesta de la salida de la tensión  $V_{DSP}$  (b).

#### 4.5.2. Sensado y acondicionamiento para la corriente

Para el sensado de la corriente se asumen las mismas condiciones de diseño analizadas en el sensado de tensión. Se seleccionó el traductor de corriente LA 55-P también del fabricante LEM, el cual tiene una corriente nominal de 50 A, pero el rango máximo de medida es hasta los  $\pm 70$  A, la relación de conversión de este transductor es de 1: 1000. Para el diseño del circuito de sensado y acondicionamiento de señal mostrado en la figura 4-18 se tiene en cuenta que la señal de corriente

que se medirá es de tipo ac, por lo tanto, se necesitan arreglos de amplificadores operacionales para su implementación, en el diseño se asume que corriente máxima a través del inductor será  $i_{Lmax} = 40 \text{ A}$ , el transductor divide esta corriente entre 1000 y la multiplica por 3 debido a sus tres vueltas de alambre enrolladas en el transductor, por lo tanto la corriente máxima que saldría del transductor es  $i_{max} = 12 \text{ mA}$ , lo que se busca con la resistencia de  $100 \Omega$  es convertir la corriente  $i_{max}$  en una tensión ac  $v_{inmax} = 12 \text{ V}$  y hacer el arreglo necesario de amplificadores para llevar la tensión  $v_{DSP}$  entre 0 y 3 V.

Este diseño es simulado previamente teniendo en cuenta una señal sinusoidal de 10 kHz para verificar su cumplimiento como se observa en la figura 4-19. La figura 4-20 (a) muestra la construcción del circuito de sensado para la corriente. Además, se hacen pruebas con el fin de comparar los resultados como se observa en la figura 4-20 (b), se puede notar el ruido en la señal, este ruido no puede sobrepasar los 3 V debido a que puede dañar la DSP, por lo tanto, se hace un seguidor de tensión polarizado a 3V para evitar que llegue una sobretensión a la DSP. La ecuación que describe el comportamiento de la corriente se observa en (4-2).

$$i_L = \frac{80}{3} v_{DSP} - 40 \quad (4-2)$$

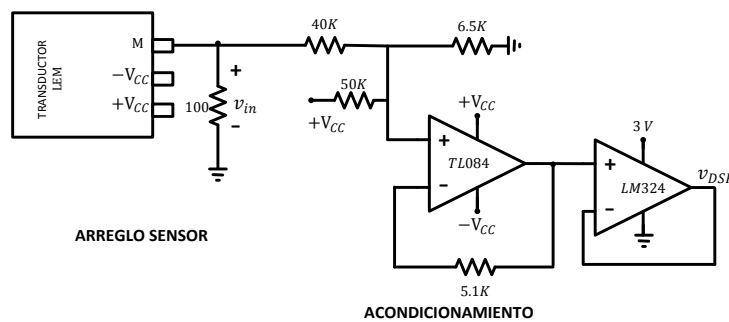


Figura 4-18. Esquemático circuito de sensado para la corriente.

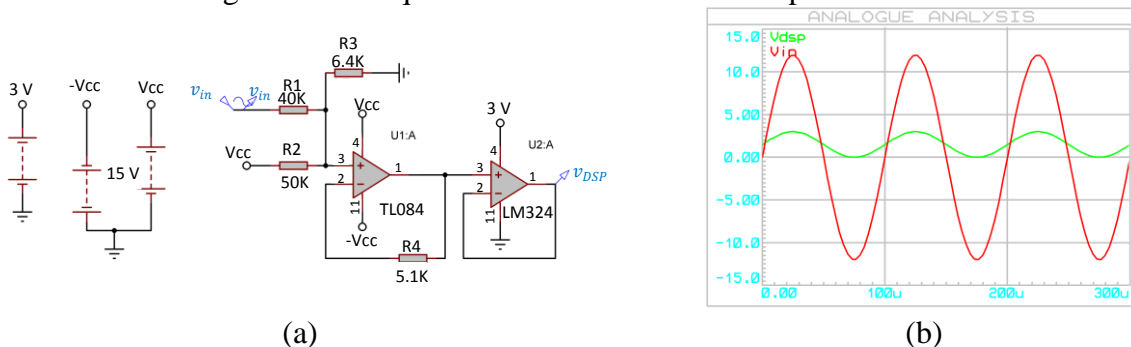


Figura 4-19. Simulación acondicionamiento del sensado para la corriente, circuito simulado en proteus (a), Formas de onda entrada y salida del acondicionamiento (b).





Figura 4-22. Transformador de alta frecuencia construido con aleación amorfa y alambre Litz.

La inductancia de dispersión real en (4-3) se puede obtener analizando el comportamiento de la corriente cuando se presenta una tensión constante a la entrada del transformador así:

$$V = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{|i_2 - i_1|}{|t_2 - t_1|} \quad (4-3)$$

Una de las señales ac cuadradas de la figura 2-2 (b) es aplicada a la entrada del transformador, en la figura 4-23 (a) se observa el instante de tiempo donde la tensión es constante (línea roja) y además el cambio de la corriente (línea azul), con esto se puede obtener que la inductancia de dispersión del transformador es:

$$L = L = V \frac{|t_2 - t_1|}{|i_2 - i_1|} = 46,4 \text{ V} \frac{|10,4 \mu\text{s}|}{|11,0 \text{ A} - 5,60 \text{ A}|} = 89,36 \mu\text{H} \quad (4-4)$$

El error porcentual hallado al encontrar la inductancia de dispersión del transformador está dado por la expresión (4-5) donde  $X_T$  y  $X_E$  es el valor teórico y experimental respectivamente.

$$e\% = \frac{|X_T - X_E|}{X_T} * 100 = \frac{|88 \mu\text{H} - 89,36 \mu\text{H}|}{88 \mu\text{H}} * 100 = 1,54\% \quad (4-5)$$

Con el fin de conocer la inductancia necesaria para la transferencia de energía en el DAB se utiliza (2-8) así:

$$L_k = \frac{aV_1V_2}{2\pi \cdot P \cdot f_{sw}} \frac{\varphi(\pi - \varphi)}{\pi} = \frac{(1)(180)(180)}{2\pi(10000)(4000)} \frac{(\pi/2)(\pi - \pi/2)}{\pi} = 101 \mu\text{H} \quad (4-6)$$

Donde  $P$ ,  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $\varphi$  son los valores máximos en el convertidor.

El inductor de transferencia de energía  $L_{kdiseño}$  a diseñar será teniendo en cuenta la diferencia entre la inductancia de dispersión necesaria  $L_k$  y la inductancia de dispersión real del transformador  $L_{kT}$ . Por consiguiente, la inductancia está dada por:

$$L_{kdiseño} = L_k - L_{kT} = 101 \mu H - 89,36 \mu H = 11,64 \mu H \quad (4-7)$$

En el diseño de este inductor se considera un núcleo toroidal de ferrita como la figura 4-24. Las especificaciones de algunos núcleos se presentan en la tabla IX y figura 4-24 (b) [43]. Conociendo el número de vueltas realizadas y la inductancia necesaria es posible hallar para el diseño del inductor el índice  $A_L$ , inductancia por espira, con (4-8). La referencia seleccionada para el toroide es el 5968021001 hecho de material suave como la ferrita.

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{11,64 \mu H}{29^2} = 13,84 nH \quad (4-8)$$

El inductor de transferencia de energía se realizó con 29 espiras, para determinar su inductancia teórica con respecto a sus dimensiones y parámetros se utiliza la expresión (4-9), donde  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa del material,  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío,  $A_c$  es el área de la sección transversal,  $N$  el número de vueltas y  $l_c$  es la longitud media del toroide.

$$L_{kdiseño} = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A_c}{l_c} = \frac{(16)(4\pi * 10^{-7})(29^2)(4 * 10^{-5})}{7,52 * 10^{-2}} = 9 \mu H \quad (4-9)$$

La inductancia de transferencia de energía experimental se puede encontrar de la misma forma como se halló la inductancia de dispersión en el transformador, teniendo la tensión y corriente en el inductor como se observa en la figura 4-23 (b) y con la expresión (4-10) es posible obtener el error porcentual entre lo teórico y experimental de la inductancia de transferencia de energía  $L_{kdiseño}$  en (4-11).

$$L = L = V \frac{|t_2 - t_1|}{|i_2 - i_1|} = 1,68 V \frac{|15 \mu s|}{|8,4 A - 6,2 A|} = 11,45 \mu H \quad (4-10)$$

$$e\% = \frac{|X_T - X_E|}{X_T} * 100 = \frac{|9 \mu H - 11,45 \mu H|}{9 \mu H} * 100 = 27,22\% \quad (4-11)$$

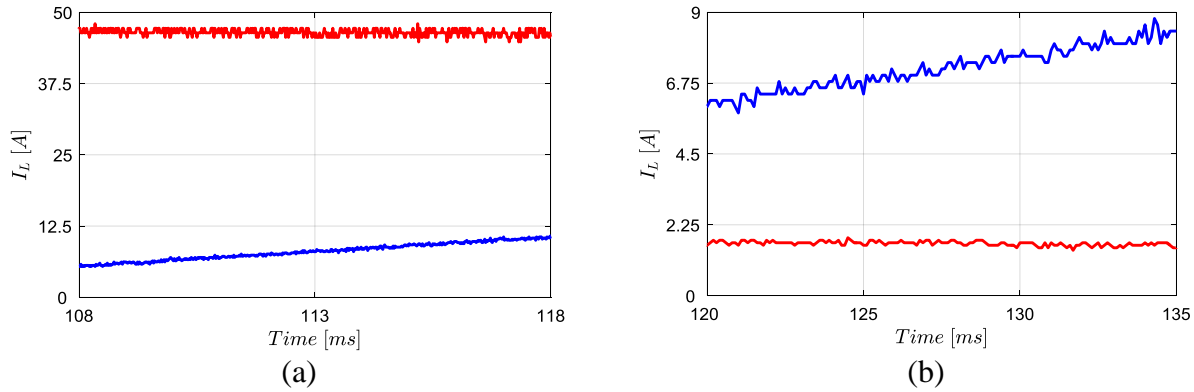


Figura 4-23. Comportamiento de la corriente en el inductor (línea azul) cuando se le aplica una tensión dc (línea roja), con la inductancia de dispersión del transformador (a), con la inductancia de transferencia de energía (b).

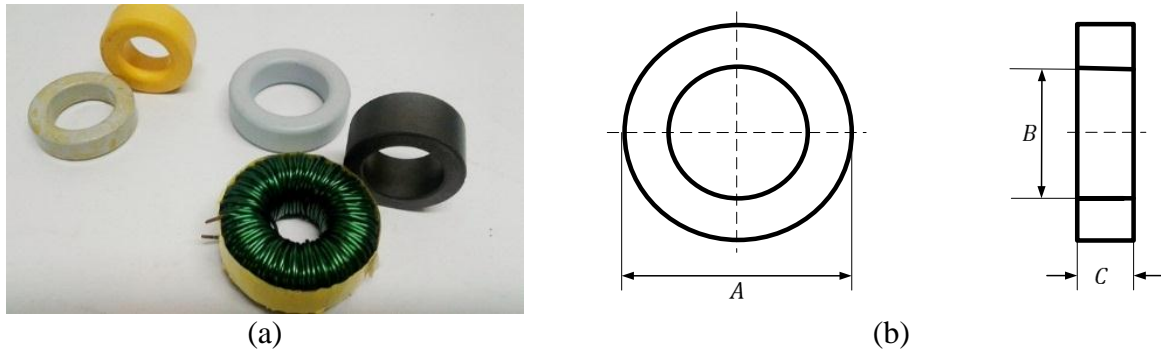


Figura 4-24. Núcleos toroidales para el diseño de la inductancia, diferentes núcleos (a), medidas del núcleo toroidal (b)

Para la conexión del transformador con los convertidores de potencia y la inductancia de dispersión hay que tener en cuenta las marcas de polaridad, las cuales dependen del sentido de arrollamiento de las bobinas, como el sentido de arrollamiento es conocido, se utiliza la ley de la mano derecha para hallar sus marcas de polaridad, la figura 4-25 muestra el transformador con sus respectivo arrollamiento y marcas de polaridad, donde las marcas representan la entrada y salida de la corriente en el transformador, es decir el terminal positivo de la tensión primaria y secundaria.

La tabla X y la figura 4-26 muestran los componentes utilizados para la construcción del DAB y el diseño final respectivamente.



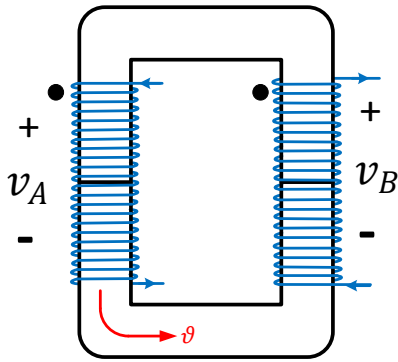
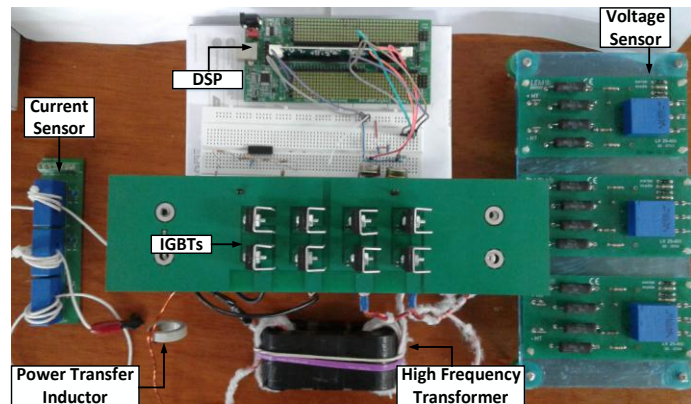
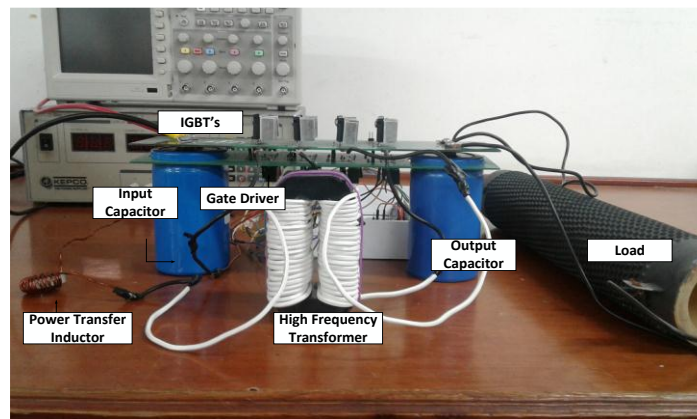


Figura 4-25. Transformador con sus respectivo arrollamiento y marcas de polaridad



(a)



(b).

Figura 4-26. Diseño final, vista superior (a), vista frontal (b).



# Capítulo 5

## Simulaciones y Pruebas de Laboratorio

Con el fin de validar la funcionalidad del DAB ante diferentes condiciones de operación, se utilizan los siguientes equipos de laboratorio: Por un lado, se tiene la fuente de poder Gwinstek PSW 160-21.6 con multirango dc de 160V y 1080 W mostrada en la figura 5-1 (a) la cual alimenta uno de los buses dc, también se cuenta con la fuente de poder con triple salida dc marca BK PRECISION 1652 que se puede observar en la figura 5-1 (b), ésta dará alimentación en modo tracking (+15, -15) necesaria para los sensores de corriente y tensión utilizados. Para la alimentación de los controladores de puerta se utiliza una fuente dc programable KEPCO modelo No. DPS 15-3M en la figura 5-1 (c) se muestra su configuración. En la figura 5-1 (d) se muestra el osciloscopio TEKTRONIX TDS 2024C con sus respectivas sondas de corriente y tensión para la captura de la forma de onda. La figura 5-2 muestra la configuración realizada para el DAB, el cual es verificado a través de simulación con:  $V_i = 100\text{ V}$ ,  $L_k = 100\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_i = C_o = 2700\text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_t = 1\text{ m}\Omega$ ,  $R_L = 10\text{ }\Omega$ . La figura 5-3 muestra la simulación del DAB operando en lazo abierto en un software especializado (PSIM) con sus formas de onda respectivamente.



(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5-1. Equipos de laboratorio. Fuente de poder Gwinstek PSW 160-21 (a), Fuente dc BK PRECISION 1652 (b), Fuente dc programable KEPCO (c), Osciloscopio TEKTRONIX (d).

Pruebas del DAB, operando en lazo abierto (fuente-carga), son realizadas con el fin de verificar su funcionamiento, estas pruebas experimentales se hacen con diferentes niveles de tensión, arreglos de resistencias de  $10\ \Omega$ ,  $1000W$  son consideradas como carga. La tabla XI muestra los valores de tensión y corriente obtenidos a la entrada y salida del convertidor para cada variación, las formas de onda de la tensión de entrada  $v_A$ , tensión de salida  $v_B$ , tensión en el inductor  $v_L$  y corriente en el inductor  $i_L$  mostradas en la figura 5-4 son las esperadas. Las tensiones  $v_A$  y  $v_B$ , concuerdan con la teoría, son obtenidas por la conmutación de los IGBTs con su respectivo desfase de  $60^\circ$ , se puede observar claramente que  $v_L$  es la diferencia entre  $v_A$  y  $v_B$ , por lo tanto  $i_L$  presenta las pendientes adecuadas con respecto a  $v_L$  según (5-1), en el instante de tiempo que  $v_L$  es positivo la corriente  $i_L$  presenta una pendiente positiva, así mismo cuando  $v_L$  es negativo la corriente  $i_L$  tiende a tener una pendiente negativa. La operación del DAB como fuente-carga es adecuada y presenta las formas de onda indicadas.

$$i_L = \frac{1}{L_k} \int v_L dt \quad (5-1)$$

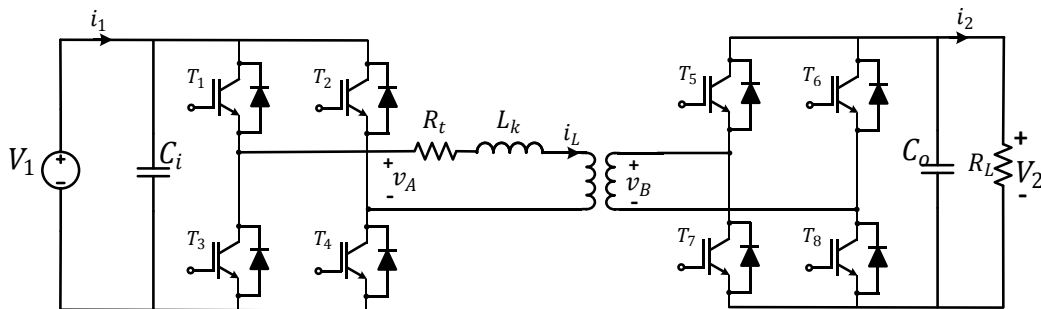


Figura 5-2. Configuración de DAB en lazo abierto (fuente-carga).

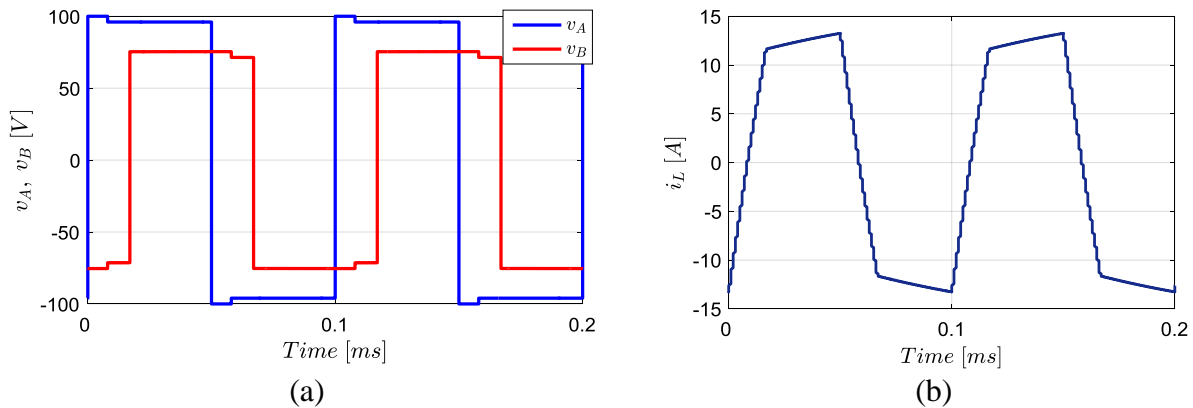
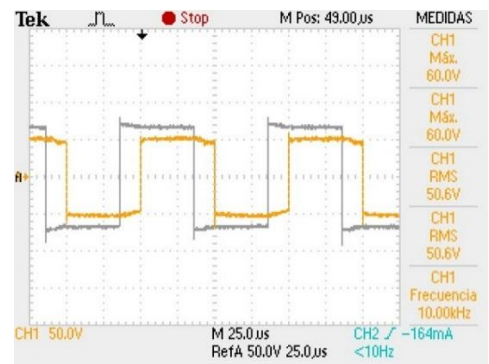


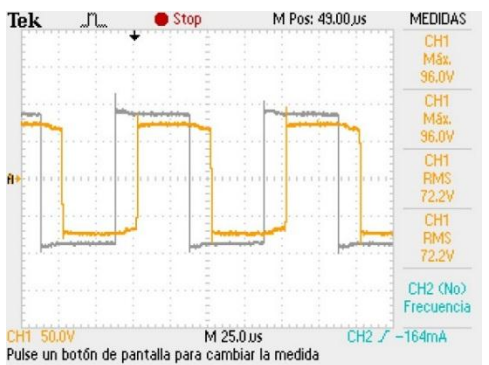
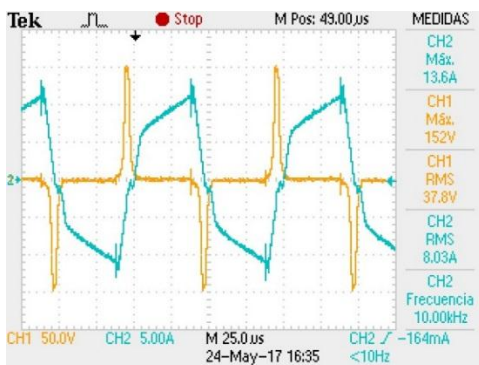
Figura 5-3. Simulación DAB en PSIM, formas de onda  $v_A$  y  $v_B$  (a), Corriente en la inductancia  $i_L$  (b).



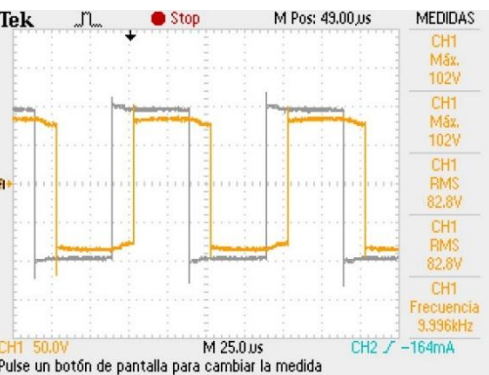
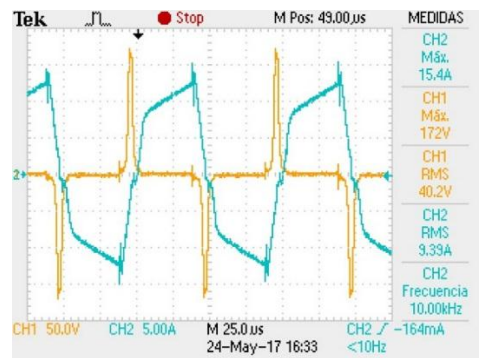
(a)



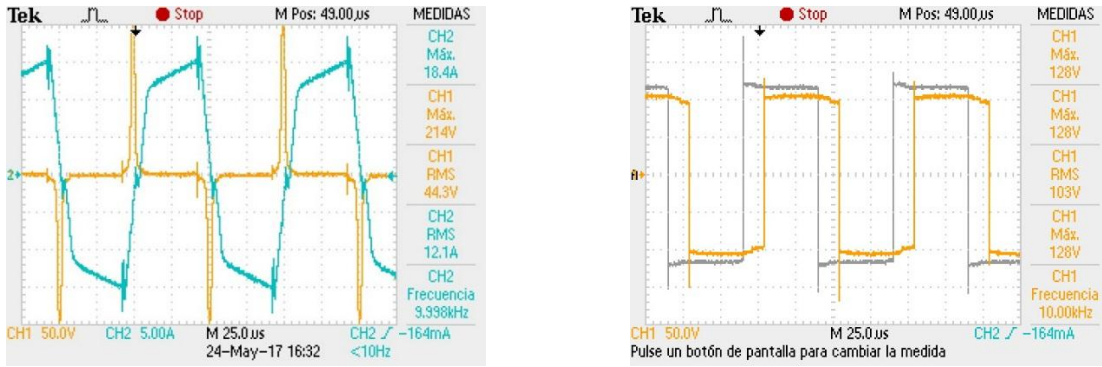
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 5-4. Formas de onda para tensiones y corrientes en el DAB, izquierda:  $i_L$  (línea azul),  $v_L$  (línea amarilla), derecha:  $v_A$  (línea gris),  $v_B$  (línea amarilla), con 50% de ciclo de trabajo para las diferentes pruebas: Prueba 1 **Prueba 1** (a), Prueba 2 (b), Prueba (c), Prueba (d), Prueba (e). Operación (fuente-carga).

Se hace una segunda prueba la cual tiene en cuenta las dos fuentes de tensión dc a cada lado del convertidor como se observa en la figura 5-5, la resistencia  $R_L$  no es necesaria en este circuito pero se considerará como una carga de seguridad. Se obtiene las formas de onda de  $v_A$ ,  $v_B$ ,  $v_L$  e  $i_L$  en tres condiciones: cuando la tensión de la fuente  $V_1$  es mayor que la tensión de la fuente  $V_2$ , cuando  $V_1 = V_2$  y cuando  $V_1 < V_2$ . La figura 5-6 y la tabla XII muestran los resultados obtenidos, algo que se puede observar en la forma de onda de la corriente es que cuando  $v_A > v_B$  y  $P_1 > P_2$  la pendiente de la corriente es positiva esto significa que la potencia fluye de la fuente  $V_1$  a  $V_2$ , cuando  $v_A = v_B$  y  $P_1 = P_2$  la pendiente es cero y cuando  $v_A < v_B$  y  $P_1 < P_2$  la pendiente es negativa haciendo que la potencia fluya de la fuente  $V_2$  a  $V_1$ . Esto indica que la transferencia de potencia presentada por la inductancia de dispersión del transformador es la correcta y las formas de onda se relacionan con la simulación mostrada anteriormente.

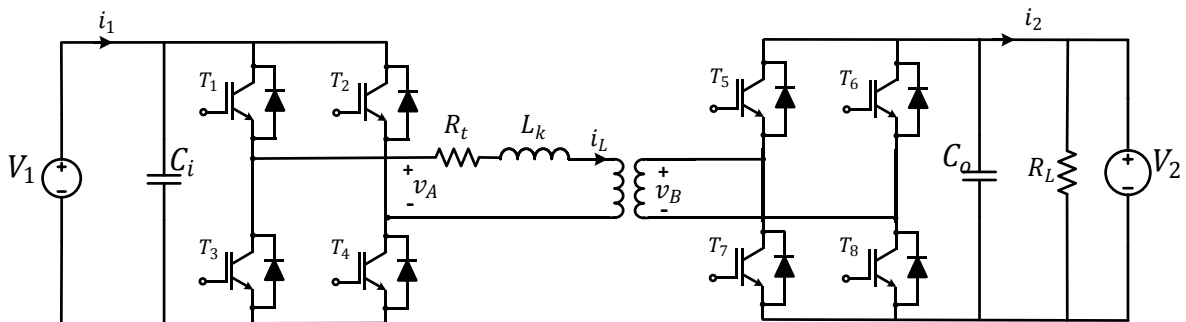


Figura 5-5. Configuración del DAB en lazo abierto (fuente-fuente).



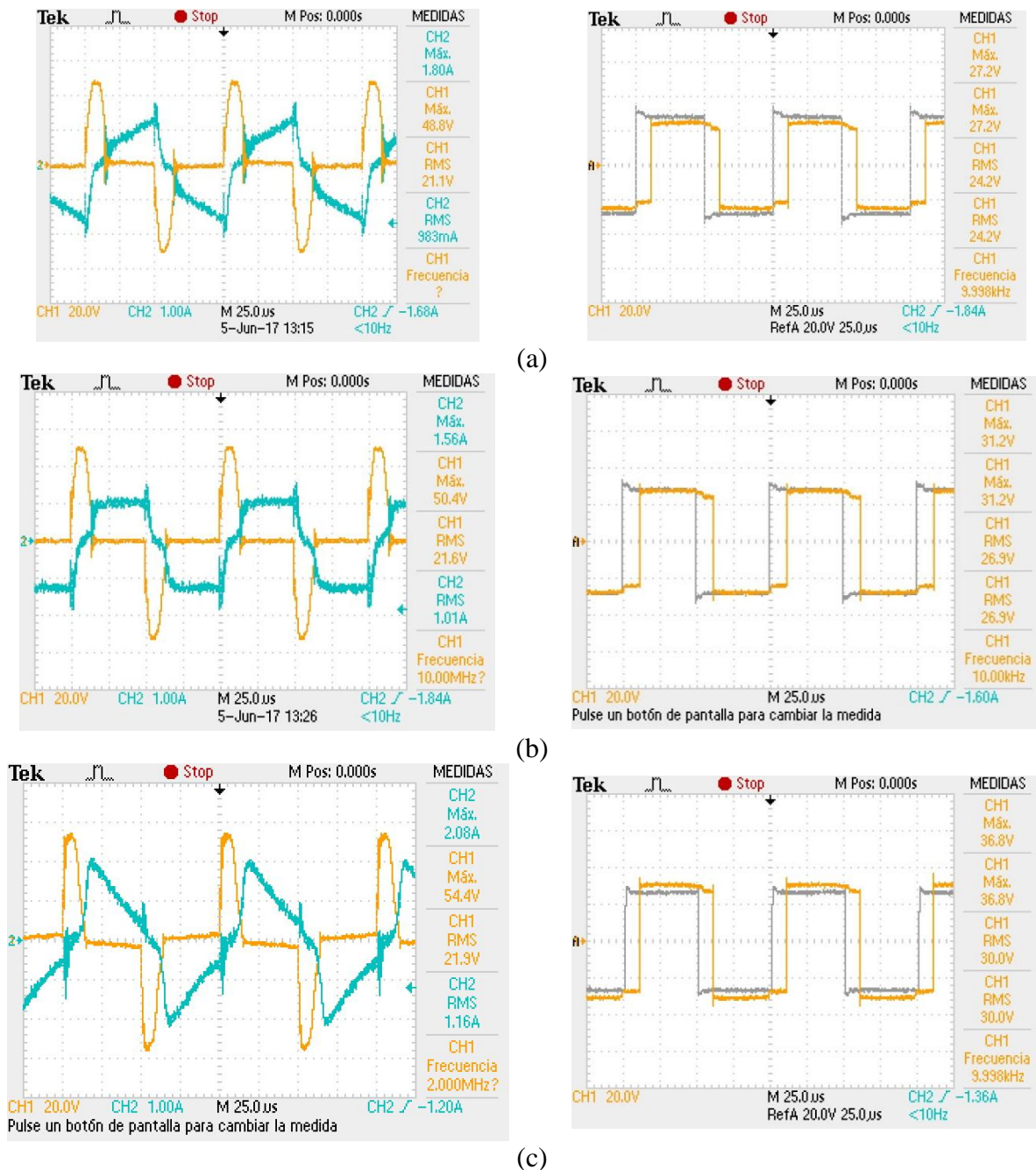


Figura 5-6. Formas de onda para tensiones y corrientes en el DAB, izquierda:  $i_L$  (línea azul),  $v_L$  (línea amarilla), derecha:  $v_A$  (línea gris),  $v_B$  (línea amarilla), con 50% de ciclo de trabajo para las diferentes pruebas: Prueba 1 (a), Prueba 2 (b) y Prueba (c) operación (fuente-fuente).

# Capítulo 6

## Conclusiones

En este trabajo se presentó la funcionalidad del DAB para operar como componente fundamental de un SST, el cual es proyectado como un dispositivo clave en el futuro de la red eléctrica y la integración de fuentes de generación distribuida al sistema de potencia. En el diseño se tuvo en cuenta cada elemento del DAB, leyes de electromagnetismo y circuitos fueron utilizadas para el estudio del transformador, además se seleccionó el material adecuado para su mejor operación. Conocimientos de instrumentación y medidas fueron la clave para el planteamiento del circuito de sensado. Se utilizaron procesos de programación de microcontroladores para la generación de las señales PWM mediante el DSP.

En este proyecto se demostró la operación de los convertidores de potencia y el funcionamiento del circuito de acondicionamiento para el encendido y apagado de los dispositivos de conmutación (IGBT). El tiempo muerto *Dead Time* de 660 ns, se escogió con referencia al tiempo de encendido y apagado del dispositivo que es 40 ns y 410 ns, respectivamente. Al tener un tiempo muerto bajo, la forma de onda presenta mejor funcionamiento.

El sensado de corriente y tensión funcionan como se esperaba, el límite de tensión en el diseño es de 100 V, se escogió de esta forma para hacer una prueba académica, sin embargo, el DAB está diseñado teóricamente para trabajar hasta 180 V de entrada. La forma de onda entregada al DSP en el sensado de corriente, no puede ser visualizada correctamente en el osciloscopio por sus bajos valores (0 - 3 V figura 4-20(b)), se debe tener en cuenta la forma de conexión del transductor de corriente debido a que puede invertir la señal y dar valores inexactos en el DSP.

Con la metodología propuesta en el Anexo 1 se confirmó: el efecto en el tamaño del transformador al operar a altas frecuencias, su volumen es pequeño comparado con el transformador tradicional. El aumento de temperatura, la temperatura teórica en el núcleo es relativamente alta (81 °C), sin embargo, es un valor permisible en el diseño. La resistencia teórica del transformador con alambre

Litz es  $1\text{m}\Omega$ , no obstante, la resistencia real llega a ser mayor (alrededor de  $0.7\Omega$ ), causando más pérdidas en el conductor. El factor de utilización se refiere al porcentaje del área de la ventana del transformador utilizada y es del 85% debido a que el núcleo en C es pequeño para tener un bobinado de 22 vueltas con 20 strands. La inductancia de dispersión  $L_{kT}$  real y teórica del transformador son muy similares tienen alrededor de 1,54% de error, mientras la inductancia de transferencia de energía  $L_{kdiseño}$  presenta 27,22% de error, esto demuestra que entre mayor valor tenga la inductancia mayor exactitud presentará al valor real.

La eficiencia del convertidor DAB está alrededor del 90%, siendo un valor bastante bueno, se demostró la funcionalidad de éste, operando como fuente-carga y como fuente-fuente, se hizo apropiadamente la transferencia de potencia en el convertidor por medio de la manipulación de las fuentes de tensión. Se puede observar que los IGBT's presentan una tensión en conducción, alrededor de 2 V, presentado una caída de tensión a la entrada del transformador  $v_A$  cerca de 4 V.

## 6.1 Trabajo futuro

Los conocimientos adquiridos en este trabajo servirán como soporte para futuras investigaciones.

Se plantea como trabajo futuro:

- Mejorar la regulación del transformador por medio de la inductancia de dispersión, así mismo aumentar la eficiencia del transformador.
- Análisis de pérdidas en transformadores de alta frecuencia, utilizando las ecuaciones de Steinmetz.
- Realizar el diseño e implementación del controlador en lazo cerrado con el fin de regular la transferencia de potencia en el DAB utilizando el modelo descrito en el capítulo 1.
- Completar todas las etapas del SST.

# Anexo 1

## Metodología de Diseño de un Transformador de Alta Frecuencia.

### Paso 1:

Calcular la potencia aparente  $P_t$

$$P_t = \left( \frac{1}{n} + 1 \right) [W] \quad (A-1)$$

### Paso 2:

Calcular condiciones eléctricas  $K_e$

$$K_e = 0.145 K_v^2 f_1^2 B_{opt}^2 (10^{-4}) \quad (A-2)$$

### Paso 3:

Calculo de la constante geométrica  $K_g$

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 k_u}{MLT} [cm^5] \quad (A-3)$$

La operación del transformador a altas frecuencias produce el efecto piel y de proximidad, estos parámetros reducen el factor de utilización de la ventana. Se necesita incluir estos efectos en el análisis para no alterar el diseño, es por esto que  $K_g$  debe ir multiplicado por un factor de 1.35, más adelante la densidad de corriente de calcula reduciendo el factor de utilización  $K_u$  un 50%.

### Paso 4:

Se comparan en la tabla del conductor y en la tabla de la geometría del núcleo, obteniendo: Número del núcleo, fabricante, longitud de la trayectoria magnética MPL, altura de la ventana G, peso del



núcleo  $W_{tfe}$ , peso conductor  $W_{tcu}$ , longitud media vuelta MLT, área sección transversal  $A_c$ , área de la ventana  $W_a$ , área producto  $A_p$ , geometría del núcleo  $K_g$  y el área de superficie  $A_t$ .

**Paso 5:**

Calcular el número de vueltas del conductor primario  $N_p$  usando la ley de Faraday

$$N_p = \frac{V_{in} 10^4}{k_f B f_1 A_c} \quad [vueltas] \quad (A-4)$$

**Paso 6:**

Calcular densidad de corriente  $J$

$$J = \frac{P_t 10^4}{k_f k_u B f_1 A_p} \quad [A/cm^2] \quad (A-5)$$

**Paso 7:**

Calcular corriente de entrada  $I_{in}$

$$I_{in} = \frac{P_0}{V_{in} n} \quad [A] \quad (A-6)$$

**Paso 8:**

Calcular área del conductor primario sin aislamiento  $A_{wp(B_c)}$

$$A_{wp(B_c)} = \frac{I_{in} \sqrt{D_{max}}}{J} \quad [cm^2] \quad (A-7)$$

Donde  $D_{max} = 0.5$ .

**Paso 9:**

Calcular el número requerido de hilos en el primario  $S_{np}$

$$S_{np} = \frac{A_{wp(B_c)}}{A_{wp(B_t)}} \quad (A-8)$$

$$A_{wp(B_t)} = \frac{\pi D_{AWG}^2}{4} \quad [cm^2] \quad (A-9)$$

Donde  $D_{AWG} = 2\epsilon$ . Con el resultado de (42) se obtienen valores como: Tamaño del conductor AWG, área del conductor primario  $A_{wp} [cm^2]$ , área del conductor desnudo  $A_{wp(B)} [cm^2]$ , resistencia por unidad de longitud  $[\mu\Omega/cm]$ .

**Paso 10:**

Calcular la resistencia por unidad de longitud en el primario

$$(new)\mu\Omega = \frac{\mu\Omega}{S_{np}} \quad (A-10)$$

Donde el numerado es el valor del paso 9.

**Paso 11:**

Calcular valor de la resistencia en el primario  $R_p$

$$R_p = MLT N_p \left( \frac{\mu\Omega}{cm} \right) 10^{-6} \quad [\Omega] \quad (A-11)$$

**Paso 12:**

Calcular pérdidas del conductor primario  $P_p$

$$P_p = I_{in}^2 R_p \quad [W] \quad (A-12)$$

**Paso 13:**

Calcular el número de vueltas del conductor secundario  $N_s$

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_{in}} \left( 1 + \frac{\alpha}{100} \right) \quad [vueltas] \quad (A-13)$$

**Paso 14:**

Calcular área del conductor secundario sin aislamiento  $A_{ws(B_c)}$

$$A_{ws(B_c)} = \frac{I_0 \sqrt{D_{max}}}{J} \quad [cm^2] \quad (A-14)$$

Donde  $D_{max} = 0.5$ .

**Paso 15:**

Calcular el número requerido de hilos en el secundario  $S_{ns}$

$$S_{ns} = \frac{A_{ws(B_c)}}{A_{ws(B_t)}} \quad (\text{A-15})$$

Donde  $D_{AWG} = 2\epsilon$ . Con el resultado de (42) se elige el conductor.

**Paso 16:**

Calcular la resistencia por unidad de longitud en el secundario

$$(new)\mu\Omega = \frac{\mu\Omega}{S_{ns}} \quad (\text{A-16})$$

**Paso 17:**

Calcular valor de la resistencia en el secundario  $R_s$

$$R_s = MLT N_s \left( \frac{\mu\Omega}{cm} \right) 10^{-6} \quad [\Omega] \quad (\text{A-17})$$

**Paso 18:**

Calcular pérdidas del conductor secundario  $P_s$

$$P_s = I_0^2 R_s \quad [W] \quad (\text{A-18})$$

**Paso 19:**

Calcular el total de las pérdidas en los conductores  $P_{cu}$

$$P_{cu} = P_p + P_s \quad [W] \quad (\text{A-19})$$

**Paso 20:**

Calcular regulación del transformador  $\alpha$

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_0} \quad [\%] \quad (\text{A-20})$$

**Paso 21:**

Calcular relación de potencia por unidad de peso

$$mW/g = K_c f_1^m B^n \quad (A-21)$$

**Paso 22:**

Calcular el total de pérdidas en el núcleo  $P_{fe}$

$$P_{fe} = (mW/g) W_{tfe} 10^{-3} \quad [W] \quad (A-22)$$

**Paso 23:**

Calcular el total de pérdidas de potencia  $P_{perdida}$

$$P_{perdida} = P_{fe} + P_{cu} \quad [W] \quad (A-23)$$

**Paso 24:**

Calcular la relación de potencia por unidad de área  $\gamma$

$$\gamma = \frac{P_{perdida}}{A_t} \quad \left[ \frac{W}{cm^2} \right] \quad (A-24)$$

**Paso 25:**

Calcular incremento de temperatura  $T_r$

$$T_r = 450 \gamma^{0.0826} \quad (A-25)$$

**Paso 26:**

Calcular el factor de utilización  $K_u$

$$K_u = K_{up} + K_{us} \quad [\%]$$

$$K_{us} = \frac{N_s S_{ns} A_{ws(B)}}{W_a} \quad [\%] \quad (A-26)$$

$$K_{up} = \frac{N_p S_{np} A_{wp(B)}}{W_a} \quad [\%]$$

## Anexo 2

### Tablas

TABLA I: PROPIEDADES DE LOS MATERIALES MAGNÉTICOS SUAVES

| Material         | Pérdidas<br>@20kHz, 0.2T<br>[W/kg] | Saturación<br>$B_s$ [T] | Permeabilidad<br>50kHz | Temperatura<br>Curie<br>[°C] |
|------------------|------------------------------------|-------------------------|------------------------|------------------------------|
| Acero al silicio | >1000                              | 2                       | 2K-35K                 | 745                          |
| Amorfo           | 18                                 | 1.6                     | 10K-150K               | 399                          |
| Ferrita          | 17                                 | 0.5                     | 1.5K-15K               | 210                          |
| Nanocristalino   | 4.0                                | 1.23                    | 20K-200K               | 600                          |

TABLA II: PROPIEDADES DE LAS FERRITAS SUAVES

| Material | Composición | Permeabilidad<br>$\mu$ | Densidad<br>de flujo<br>[Tesla]<br>$B_s$ | Coercitividad<br>[Oersteds]<br>$H_c$ | Resistiv.<br>$\Omega - \text{cm}$<br>$\rho$ | Temp.<br>Curie<br>[°C] |
|----------|-------------|------------------------|--|--------------------------------------|---|------------------------|
| Ferrita  | MnZn        | 750-15K                | 0.3-0.5                                  | 0.04-0.25                            | 10-100                                      | 100-300                |
| Ferrita  | NiZn        | 15-1500                | 0.3-0.5                                  | 0.3-0.5                              | $10^6$                                      | 150-450                |

TABLA III: PROPIEDADES DE LA ALEACIÓN AMORFA

| Material | Permeabilidad<br>$\mu$ | Densidad<br>de flujo<br>[Tesla]<br>$B_s$ | Resistividad<br>Eléctrica<br>[ $\mu\Omega\text{-cm}$ ]<br>$\rho$ | Densidad<br>[gr/cm <sup>3</sup> ]<br>$\delta$ | Temperatura<br>Curie<br>[°C] |
|----------|------------------------|--|--|---|------------------------------|
| 2605SA1  | 600K                   | 1.56                                     | 130  | 7.18  | 395                          |
| 2605S3A  | 35K                    | 1.41                                     | 138  | 7.29  | 358                          |
| 2714A    | 1000K                  | 0.57                                     | 142  | 7.59  | 225                          |
| 2705M    | 290K                   | 0.77                                     | 136  | 7.8   | 365                          |
| 2826MB   | 800K                   | 0.88                                     | 138  | 7.9   | 353                          |

TABLA IV: DIMENSIONES NÚCLEO EN C

| Parte No. | <i>a</i> [mm] | <i>b</i> [mm] | <i>c</i> [mm] | <i>d</i> [mm] | <i>e</i> [mm] | <i>f</i> [mm] |
|-----------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| AMCC 4    | 9             | 10            | 32,8          | 15            | 28            | 50,8          |
| AMCC 6.3  | 10            | 11            | 33            | 20            | 31            | 53            |
| AMCC 8    | 11            | 13            | 30            | 20            | 35            | 52            |
| AMCC 10   | 11            | 13            | 40            | 20            | 35            | 62            |
| AMCC 16A  | 11            | 13            | 40            | 25            | 35            | 62            |
| AMCC 16B  | 11            | 13            | 50            | 25            | 35            | 72            |
| AMCC 20   | 11            | 13            | 50            | 30            | 35            | 72            |
| AMCC 25   | 13            | 15            | 56            | 25            | 41            | 82            |
| AMCC32    | 13            | 15            | 56            | 30            | 41            | 82            |
| AMCC40    | 13            | 15            | 56            | 35            | 41            | 82            |
| AMCC50    | 16            | 20            | 70            | 25            | 52            | 102           |
| AMCC63    | 16            | 20            | 70            | 30            | 52            | 102           |
| AMCC80    | 16            | 20            | 70            | 40            | 52            | 102           |
| AMCC100   | 16            | 20            | 70            | 45            | 52            | 102           |
| AMCC168S  | 20,4          | 30            | 154,2         | 20            | 70,5          | 195           |
| AMCC125   | 19            | 25            | 83            | 35            | 63            | 121           |
| AMCC160   | 19            | 25            | 83            | 40            | 63            | 121           |
| AMCC200   | 19            | 25            | 83            | 50            | 63            | 121           |
| AMCC367S  | 25,8          | 67            | 97,8          | 25            | 117,6         | 149,4         |
| AMCC250   | 19            | 25            | 90            | 60            | 63            | 128           |
| AMCC320   | 22            | 35            | 85            | 50            | 79            | 129           |
| ANCC400   | 22            | 35            | 85            | 65            | 79            | 129           |
| AMCC500   | 25            | 40            | 85            | 55            | 90            | 135           |
| AMCC630   | 25            | 40            | 85            | 70            | 90            | 135           |
| AMCC800a  | 25            | 40            | 85            | 85            | 90            | 135           |

TABLA V: PARÁMETROS NÚCLEO EN C

| Parte No. | $MLT[cm]$ | $A_c[cm^2]$ | $W_a[cm^2]$ | $A_p[cm^4]$ | $W_{tfe}[kg]$ | $A_t[cm^2]$ |
|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|---------------|-------------|
| AMCC 4    | 6,015     | 1,11        | 3,3         | 3,663       | 0,099         | 75,024      |
| AMCC 6.3  | 7,215     | 1,6         | 3,6         | 5,76        | 0,154         | 94,080      |
| AMCC 8    | 7,415     | 1,8         | 3,9         | 7,02        | 0,172         | 103,861     |
| AMCC 10   | 7,415     | 1,8         | 5,2         | 9,36        | 0,198         | 119,928     |
| AMCC 16A  | 8,415     | 2,3         | 5,2         | 11,96       | 0,248         | 135,566     |
| AMCC 16B  | 8,415     | 2,3         | 6,5         | 14,95       | 0,281         | 151,567     |
| AMCC 20   | 9,415     | 2,7         | 6,5         | 17,55       | 0,337         | 164,219     |
| AMCC 25   | 8,815     | 2,7         | 8,4         | 22,68       | 0,379         | 186,684     |
| AMCC32    | 9,815     | 3,2         | 8,4         | 26,88       | 0,454         | 203,236     |
| AMCC40    | 10,815    | 3,7         | 8,4         | 31,08       | 0,530         | 218,537     |
| AMCC50    | 9,415     | 3,3         | 14          | 46,2        | 0,586         | 266,444     |
| AMCC63    | 10,415    | 3,9         | 14          | 54,6        | 0,703         | 289,655     |
| AMCC80    | 12,415    | 5,2         | 14          | 72,8        | 0,938         | 334,465     |
| AMCC100   | 13,415    | 5,9         | 14          | 82,6        | 1,06          | 356,267     |
| AMCC168S  | 9,295     | 3,35        | 45,8        | 153,43      | 1,10          | 485,558     |
| AMCC125   | 12,015    | 5,5         | 20,8        | 114,4       | 1,17          | 419,275     |
| AMCC160   | 13,015    | 6,2         | 20,8        | 128,96      | 1,33          | 445,157     |
| AMCC200   | 15,015    | 7,8         | 20,8        | 162,24      | 1,67          | 499,303     |
| AMCC367S  | 11,375    | 5,29        | 63,81       | 337,5549    | 1,67          | 720,208     |
| AMCC250   | 17,015    | 9,3         | 22,5        | 209,25      | 2,10          | 567,046     |
| AMCC320   | 15,615    | 9           | 29,8        | 268,2       | 2,17          | 641,971     |
| AMCC400   | 18,615    | 11,7        | 29,8        | 348,66      | 2,82          | 731,959     |
| AMCC500   | 17,215    | 11,3        | 34          | 384,2       | 2,89          | 768,359     |
| AMCC630   | 20,215    | 14,3        | 34          | 486,2       | 3,68          | 864,357     |
| AMCC800a  | 23,215    | 17,4        | 34          | 591,6       | 4,47          | 953,454     |

TABLA VI: CONSTANTES DEL MATERIAL

| Amorfo 2605SA1 |      |      |
|----------------|------|------|
| $K_c$          | $m$  | $n$  |
| 6.5            | 1.51 | 1.74 |

TABLA VII: PARÁMETROS DE ENTRADA DEL TRANSFORMADOR

| PARÁMETRO           | VALOR          | UNIDAD |
|---------------------|----------------|--------|
| Tensión de entrada  | $V_{in}$ 180   | [V]    |
| Tensión de Salida   | $V_{out}$ 180  | [V]    |
| Corriente de Salida | $I_{out}$ 22,2 | [A]    |
| Potencia de Salida  | $P_o$ 4000     | [W]    |
| Frecuencia          | $f$ 10000      | [Hz]   |
| Eficiencia          | $\eta$ 98      | [%]    |
| Regulación          | $\alpha$ 0,5   | [%]    |
| Densidad de flujo   | $B_{op}$ 0,4   | [T]    |

TABLA VIII: RESULTADOS OBTENIDOS

| VARIABLE                            |               | RESULTADO   |                               |
|-------------------------------------|---------------|-------------|-------------------------------|
| Profundidad de piel                 | $\mathcal{E}$ | 0,0662      | [cm]                          |
| Área cable desnudo                  | $A_w$         | 0,013760862 | [cm <sup>2</sup> ]            |
| Potencia total                      | $P_t$         | 8081,63     | [W]                           |
| Condiciones eléctricas              | $K_e$         | 3712        |                               |
| Geometría del núcleo                | $K_g$         | 2,94        | [cm <sup>5</sup> ]            |
| Núm. vueltas primario               | $N_p$         | 22          | Vueltas                       |
| Densidad de corriente               | $J$           | 231,27      | $\left[\frac{A}{cm^2}\right]$ |
| Corriente de entrada                | $I_{in}$      | 22,68       | [A]                           |
| Área cable desnudo primario         | $A_{wp}(B)$   | 0,07        | [cm <sup>2</sup> ]            |
| Núm. Strands primario               | $S_{np}$      | 20          |                               |
| Resistencia primaria                | $R_p$         | 0,001       | [Ω]                           |
| Pérdidas en el conductor primario   | $P_{pcu}$     | 0,91        | [W]                           |
| Núm. vueltas secundario             | $N_s$         | 22          | Vueltas                       |
| Área cable desnudo secundario       | $A_{ws}(B)$   | 0,07        | [cm <sup>2</sup> ]            |
| Núm. Strands secundario             | $S_{ns}$      | 20          |                               |
| Resistencia secundaria              | $R_s$         | 0,001       | [Ω]                           |
| Pérdidas en el conductor secundario | $P_{scu}$     | 0,88        | [W]                           |
| Pérdidas en el conductor totales    | $P_{cu}$      | 1,79        | [W]                           |
| Regulación del Transformador        | $\alpha$      | 0,04        | [%]                           |
| Watts por Kilogramo                 | W/Kg          | 42,71       | $\left[\frac{W}{kg}\right]$   |
| Pérdidas en el núcleo               | $P_{fe}$      | 40,06       | [W]                           |
| Pérdidas totales                    | $P\Sigma$     | 41,85       | [W]                           |
| Watts por Unidad de Área            | $\psi$        | 0,13        | $\left[\frac{W}{cm^2}\right]$ |
| Aumento de temperatura              | $T_r$         | 80,8        | [°C]                          |
| Factor de utilización               | $K_u$         | 85          | [%]                           |
|                                     |               |             |                               |
| Eficiencia                          |               | $\eta$      | 99,5 [%]                      |

TABLA IX: DESCRIPCION NUCLEOS TOROIDALES DE FERRITA

| Núm. de Parte | Tipo Toroides | A[mm] | B[mm] | C[mm] | $A_c[cm^2]$ | $A_p[cm^4]$ | $A_L[nH]$ |
|---------------|---------------|-------|-------|-------|-------------|-------------|-----------|
| 5961000201    | 61            | 9,5   | 4,75  | 3,3   | 0,072       | 0,012       | 55        |
| 5943002701    | 43            | 35,55 | 23    | 12,7  | 0,79        | 3,28        | 885       |
| 5977001701    | 77            | 31,75 | 19,05 | 9,50  | 0,59        | 1,7641      | 2090      |
| 5967000601    | 67            | 21    | 13,2  | 6,35  | 0,243       | 0,33        | 24        |
| 5968021001    | 68            | 29,95 | 19,45 | 7,50  | 0,388       | 2,73        | 7,7 min   |



TABLA X: ELEMENTOS UTILIZADOS EN EL DISEÑO

| ELEMENTOS                                   | COMPONENTE                                | PARTE  |
|---|---|--|
| <b>DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES</b>         | Transistor bipolar de puerta aislada IGBT | <u>Infineon Technologies</u><br>IRG7PH46UDPBF 1200V 40A 390W Through Hole. IGBT. |
| <b>CONTROLADOR DE PUERTA</b>                | Gate Driver                               | Texas Instruments UCC27531 2.5A/5A Gate Driver                                   |
|   | Fuente de conmutación                     | CUI Inc. VQA-S15-D17-SIP 17V/-8.7 V)   |
|   | Opto acoplador                            | Silicon Labs SI8261BCC-C-IS  |
| <b>CIRCUITO DE SENSADO</b>                  | Sensor de tensión                         | <u>LEM usa inc.</u> LV 25-400. Voltage Sensor                                    |
|   | Sensor de corriente                       | <u>LEM usa inc.</u> LA 55-P. Current Sensor                                      |
| <b>TRANSFORMADOR</b>                        | Núcleo                                    | Amorfo 2505SA1 en C configuración AMCC-80  |
|   | Conductor                                 | Alambre Litz 20 strands, 14 AWG  |
| <b>CAPACITORES</b>                          | Capacitor                                 | Cornell Dubilier 2700 $\mu$ F 420V <i>dc</i>                                     |
| <b>INDUCTOR DE TRANSFERENCIA DE ENERGÍA</b> | Núcleo                                    | Ferrita T68 No. 5968021001<br>$L = 11,45 \mu H$                                  |

TABLA XI: PRUEBA DAB CON CICLO DE TRABAJO DEL 50% OPERANDO (FUENTE-CARGA)

| NO. PRUEBA      | $V_1$ [V] | $i_1$ [A] | Potencia Entrada [W] | $V_2$ [V] | $i_2$ [A] | Potencia Salida [W] | Eficiencia [%] | Carga       |
|-----------------|-----------|-----------|----------------------|-----------|-----------|---------------------|----------------|-------------|
| <b>Prueba 1</b> | 70        | 3,81      | 266,70               | 49,00     | 4,80      | 235,20              | 88,19          | 10 $\Omega$ |
| <b>Prueba 2</b> | 80        | 4,90      | 392,00               | 59,30     | 5,86      | 347,50              | 88,65          |             |
| <b>Prueba 3</b> | 90        | 6,05      | 544,50               | 70,10     | 6,84      | 479,48              | 88,05          |             |
| <b>Prueba 4</b> | 100       | 7,27      | 727,00               | 81,20     | 8,08      | 656,09              | 90,26          |             |
| <b>Prueba 5</b> | 119       | 9,49      | 1129,31              | 102,0     | 10,00     | 1020,0              | 90,32          |             |

TABLA XI: PRUEBA DAB CON CICLO DE TRABAJO DEL 50% OPERANDO (FUENTE-FUENTE)

| NO. PRUEBA      | $V_1$ [V] | $i_1$ [A] | Potencia Entrada [W] | $V_2$ [V] | $i_2$ [A] | Potencia Salida [W] |
|-----------------|-----------|-----------|----------------------|-----------|-----------|---------------------|
| <b>Prueba 1</b> | 30,0      | 0,77      | 23,1                 | 23,01     | 0,99      | 22,83               |
| <b>Prueba 2</b> | 30,0      | 0,87      | 26,1                 | 26,00     | 1,03      | 26,70               |
| <b>Prueba 3</b> | 28,3      | 1,00      | 28,3                 | 31,00     | 0,98      | 30,48               |

# Bibliografía

- [1] Jefferson Campoverde Bonete, Oscar Mazacón Baño, “Diseño y Simulación del Control de un Transformador de Estado Sólido de Tres Etapas con Entrada Monofásica y Salida Trifásica Basado en un Convertidor DC-DC de Doble Puente Activo y un Convertidor AC-DC Multinivel de Puentes en Cascada”, Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Guayaquil – Ecuador, 2013.
- [2] J. Lorente de la Rubia, “Estudio sobre el estado actual de las Smart Grids,” Proyecto fin de carrera, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Carlos III de Madrid, Junio, 2011. [Available]: [http://earchivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/12120/PFC\\_Javier\\_Lorente\\_de\\_la\\_Rubia.pdf?sequence=1](http://earchivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/12120/PFC_Javier_Lorente_de_la_Rubia.pdf?sequence=1).
- [3] X. Wang, J. Liu, S. Ouyang, T. Xu, F. Meng, S. Song, “Control and experiment of an H-bridge-based three-phase three-stage modular power electronic transformer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2002–2011, March, 2016.
- [4] X. She, X. Yu, F. Wang, A.Q. Huang, “Design and demonstration of a 3.6-kV–120-V/10-kVA solid-state transformer for smart grid application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3982–3996, August, 2014.
- [5] S. Hambridge, A.Q. Huang, R. Yu, “Solid state transformer (SST) as an energy router: Economic dispatch based energy routing strategy,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (ECCE), pp. 2355–2360, September, 2015.
- [6] A. K. Tripathi et al., “Design considerations of a 15-kV SiC IGBT-based medium-voltage high-frequency isolated DC–DC converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3284–3294, July–August, 2015.
- [7] R.J. García, A. Mallela, J.C. Balda, “An evaluation of selected solid-state transformer topologies for electric distribution systems,” in *Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (APEC), pp. 1022–1029, March, 2015.
- [8] J.E. Huber, J.W. Kolar, “Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (ECCE), pp. 4545–4552, September, 2014.
- [9] A. Escobar-Mejia, Y. Liu, J. C. Balda, K. George, “New power electronic interface combining DC transmission, a medium-frequency bus and an AC-AC converter to integrate deep-sea facilities with the AC grid,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (ECCE), pp. 4335–4344, September, 2014.
- [10] G. Ortiz, M. Leibl, J.W. Kolar, O. Apeldoorn, “Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications — Design and experimental verification,” in *Proceedings of the 10<sup>th</sup> IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, (PEDS), pp. 1285–1290, April, 2013.
- [11] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, Y. Sun, “Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC–DC converter for high-frequency-link power-conversion system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, August, 2014.
- [12] H. Qin, J.W. Kimball, “Solid-state transformer architecture using AC–AC dual-active-bridge converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3720–3730, September, 2013.
- [13] —, “AC-AC dual active bridge converter for solid state transformer,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (ECCE), pp. 3039–3044, September, 2009.
- [14] A. Burgio, D. Menniti, M. Motta, A. Pinnarelli, N. Sorrentino, P. Vizza, “A laboratory model of a dual active bridge DC-DC converter for a smart user network,” in *Proceedings of the 15<sup>th</sup> IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering*, (EEEIC), pp. 997–1002, June, 2015.
- [15] D. S. Segaran, B.P. McGrath, D.G. Holmes, “Adaptive dynamic control of a bi-directional DC-DC converter,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1442–1449, September, 2010.
- [16] D. S. Segaran, “Dynamic modelling and control of dual active bridge bi-directional dc-dc converters for Smart Grid applications,” Ph.D. Dissertation, School of Electrical and Computer Engineering, RMIT University, Australia, March, 2013.
- [17] C. William, T. McLyman, Transformer and inductor design handbook, 4<sup>th</sup> Edition, Taylor & Francis Group, 2011.
- [18] W.G. Hurley, W.H. Wölfle, Transformers and inductors for power electronics: Theory, design and applications, 1<sup>st</sup> edition, Wiley, 2013.
- [19] H. Qin, J.W. Kimball, “Generalized average modeling of dual active bridge DC–DC converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2078–2084, April, 2012.
- [20] F. Krismer, J.W. Kolar, “Accurate small-signal model for the digital control of a automotive bidirectional dual active bridge,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 12, pp. 2756–2768, December, 2009.
- [21] K. George, “Design and control of a bidirectional Dual Active Bridge dc-dc converter to interface solar, battery, and grid-tied inverters,” Honors Bachelor Thesis, Electrical Engineering Department, University of Arkansas, Fayetteville, AR, December, 2015.

- [22] D.D. Molina, J.C. Balda, D. Trowler, H.A. Mantooth, "Novel nonlinear control of Dual Active Bridge using simplified converter model," in *Proceedings of the 25<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (APEC), pp. 321–327, February, 2010.
- [23] K. Zhang, Z. Shan, J. Jatskevich, "Large- and small-signal average value modeling of dual-active-bridge DC–DC converter considering power losses," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–12, April, 2016.
- [24] L.A.Garcia, J.C.Balda, A.Mallela, A.Escobar "A New SST Topology Comprising Boost Three Level AC/DC Converters for Applications in Electric Power Distribution Systems" *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6051 – 6058, 2015.
- [25] W.Shen, F. Wang, D. Boroyevich, C.W. Tipton "Loss Characterization and Calculation of Nanocrystalline Cores for High-Frequency Magnetics Applications" *IEEE transactions on power electronics*. vol. 23, no. 1, pp.475-484, January 2008
- [26] Y.W, S.W.H de Haan, J.A. Ferreira "Design of Low-Profile Nanocrystalline Transformer in High-Current Phase-Shifted DC-DC Converter" *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2177 – 2181, 2010
- [27] M. Pavlovsky, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira "Reaching High Power Density in Multikilowatt DC–DC Converters With Galvanic Isolation" *IEEE Transactions on Power Electronics*.vol 24, no. 3, pp. 603-612, March 2009.
- [28] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang, A.Q. Huang "Review of Solid State Transformer in the Distribution System: From Components to Field Application" *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.4077-4084, 2012
- [29] Metglas, "PowerLite C-Cores"[online]. Disponible en: <http://www.elnamagnetics.com/wp-content/uploads/catalogs/metglas/powerlite.pdf>
- [30] H.L. Chan, K.W.E. Cheng, T. K. Cheung, C. K. Cheung "Study on Magnetic Materials Used in Power Transformer and Inductor" *2<sup>nd</sup> International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, pp.165-169, 2006.
- [31] Elektrisola, "Alambre Litz de alta frecuencia" [online]. Disponible en: <https://www.elektrisola.com/es/alambres-litz/productos/alambre-litz.html>.
- [32] W.G. Hurley, W.H. Wöfle, J.G. Breslin, "Optimized transformer design: Inclusive of high-frequency effects," *IEEE Transactions on Power Electrtaal Vionics*, vol. 13, no. 4, pp. 651–659, July, 1998.
- [33] Y.D Seunghun, G. Wang, S. Bhattacharya "Design Considerations of High Voltage and High Frequency Transformer for Solid State Transformer Application" *IEEE Industrial Electronics Society conference IECON*, pp. 421 – 426, 2010.
- [34] M. Pavlovsky, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira, "Winding losses in high-current, high-frequency transformer foil windings with leakage layer," *IEEE PESC*, Jeju, South Korea, June 2006.
- [35] N.Mohan, T.M. Undeland, W.P.Robbins "Convertidores de modo de conmutacion cc-cc" in *Electronica de potencia convertidores, aplicaciones y diseño*, mcgraw-hill/interamericana editores: Mexico, 2009, pp. 151.
- [36] D.W.Hart, "Interruptores electronicos" in *Electroncia de potencias*, pearson education s.a: Indiana, 2001, pp. 3-8.
- [37] S. Lopez, R. Sarmiento, "Dispositivos semiconductores de potencia" [online]. España: Universidad de las palmas de la gran canaria. Disponible en: [http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI\\_Tema\\_3.Dispositivos-Potencia\(slides\).pdf](http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI_Tema_3.Dispositivos-Potencia(slides).pdf)
- [38] International Rectifier, "Insulated Gate Bipolar Transistor With Ultrafast Soft Recovery Diode, IRG7PH46UDPbF and IRG7PH46UD-EP" [online]. Disponible en: <http://www.infineon.com/dgdl/irg7ph46udpbpf.pdf?fileId=5546d462533600a40153564da16723bd>
- [39] E. R. Motto, "Hybrid Circuits Simplify IGBT Module Gate Driver", Powerex Inc., Pennsylvania, 2000.
- [40] Silicon Labs, "5 kV Led Emulator Input, 4.0 a Isolated Gate Drivers, Si826x" [online]. Disponible en: <http://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si826x.pdf>
- [41] Texas Instruments, "UCC2753x 2.5-A and 5-A, 35-VMAX VDD FET and IGBT Single-Gate Driver" [online]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27531.pdf>
- [42] CUI INC, "VQA dc-dc Converter" [online]. Disponible en: <http://www.cui.com/product/resource/vqa.pdf>
- [43] Mouser "Ferrite Toroids/ Ferrite Rings"[online]. Disponible en: <http://co.mouser.com/search/refine.aspx?N=19978893>